



Universidade Federal
de Campina Grande

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG
Centro de Engenharia Elétrica e Informática – CEEI
Departamento de Engenharia Elétrica – DEE
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPgEE

Tese de Doutorado

Caracterização Matemática de Sistemas MIMO Massivos *Cell-Free*

Danilo Brito Teixeira de Almeida

Marcelo Sampaio de Alencar
Orientador

Wamberto José Lira de Queiroz
Coorientador

Campina Grande
2024

Danilo Brito Teixeira de Almeida

**Caracterização Matemática de Sistemas MIMO Massivos
*Cell-Free***

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar
Coorientador: Prof. Dr. Wamberto José Lira de Queiroz

Campina Grande
2024

M528e Almeida, Danilo Brito Teixeira de.
Caracterização matemática de sistemas MIMO massivos *Cell-Free* /
Danilo Brito Teixeira de Almeida – Campina Grande, 2024.
121 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de
Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2024.

"Orientação: Prof. Dr. Marcelo Sampaio de Alencar, Prof. Dr.
Wamberto José Lira de Queiroz."

Referências.

1. Processamento da Informação. 2. Probabilidade de Erro de Bit. 3.
Otimização Combinada. 4. Seleção de Pontos de Acesso. 5. Sistemas Cell-
Free. 6. Probabilidade de Interrupção. 7. Relação Sinal-Ruído. I. Alencar,
Marcelo Sampaio de. II. Queiroz, Wamberto José Lira de. III. Título.

CDU 621.391(043)



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1. ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS, NO DOMÍNIO DA ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM 11 DE MARÇO DE 2024

(Nº 372)

CANDIDATO(A): **DANILO BRITO TEIXEIRA DE ALMEIDA**. COMISSÃO EXAMINADORA: HELDER ALVES PEREIRA, D.Sc., UFCG, Presidente da Comissão, MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG, WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG, Orientadores, UFCG, LUIS MANUEL CORREIA, Dr., IST, WASLON TERLLIZZIE ARAÚJO LOPES, D.Sc., UFPB, LUIZ FELIPE QUEIROZ SILVEIRA, Dr, UFRN. GLAUCO FONTGALLAND, DR., UFCG este por motivos superiores não participou de modo remoto da referida tese. Entretanto enviou o parecer por escrito para o Presidente da Comissão, bem como os questionamentos e sugestões, explicitando que considera o trabalho de tese aprovado. TÍTULO DA TESE: Caracterização Matemática De Sistemas Mimo Massivos Cell-Free . ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Informação. HORA DE INÍCIO: **14h00** – LOCAL: **Sala Virtual, conforme Art. 5º da PORTARIA SEI Nº 01/PRPG/UFCG/GPR, DE 09 DE MAIO DE 2022**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua tese, obtendo conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado a receber o Grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, Leandro Ferreira de Lima, e os membros da Comissão Examinadora. Campina Grande, 11 de março de 2024.

LEANDRO FERREIRA DE LIMA

Secretário

HELDER ALVES PEREIRA, D.Sc., UFCG

Presidente da Comissão e Examinador Interno

MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR, Ph.D., UFCG

Orientador

WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG

Orientador

GLAUCO FONTGALLAND, DR., UFCG

Examinador Interno

LUIS MANUEL CORREIA, Dr., IST

Examinador Externo

WASLON TERLLIZZIE ARAÚJO LOPES, D.Sc., UFPB

Examinador Externo

LUIZ FELIPE QUEIROZ SILVEIRA, Dr, UFRN

Examinador Externo

DANILO BRITO TEIXEIRA DE ALMEIDA

Candidato

2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado da candidato **DANILO BRITO TEIXEIRA DE ALMEIDA**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **LEANDRO FERREIRA DE LIMA, SECRETÁRIO (A)**, em 12/03/2024, às 15:54, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **HELDER ALVES PEREIRA, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 12/03/2024, às 16:19, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **GLAUCO FONTGALLAND, PROFESSOR 3 GRAU**, em 12/03/2024, às 18:50, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **WAMBERTO JOSE LIRA DE QUEIROZ, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 13/03/2024, às 09:03, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Luis M. Correia, Usuário Externo**, em 15/03/2024, às 10:47, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Luiz Felipe de Queiroz Silveira, Usuário Externo**, em 01/04/2024, às 16:01, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Danilo Brito Teixeira de Almeida, Usuário Externo**, em 09/04/2024, às 08:57, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **4282123** e o código CRC **DCCDFE46**.

Resumo

Para atender a crescente demanda por parte dos usuários, a arquitetura sem célula (*cell-free* – CF) surge como uma alternativa aos sistemas celulares, pois a disposição das antenas das estações radiobase de forma distribuída possibilita aos sistemas tomarem vantagem da macro-diversidade espacial para melhorar o desempenho. Além disso, devido à não delimitação de regiões celulares e à descentralização das estações radiobases, os sistemas CF têm o potencial de oferecer um serviço de boa qualidade em toda a região considerada, eliminando eventuais problemas que possam surgir na periferia das células, como elevadas perdas de grande escala e interferência intercelular. Embora os sistemas CF sejam objeto de diversas publicações científicas, pouca atenção tem sido dada aos efeitos introduzidos pelo desvanecimento de pequena escala, sendo desenvolvidas expressões com pouca acurácia para métricas como probabilidade de erro de *bit*, probabilidade de interrupção e capacidade média do canal. Dessa forma, neste trabalho apresenta-se um modelo matemático para sinal o recebido considerando cenários com ou sem linha de visada e híbridos. A partir desse modelo, são derivadas expressões para probabilidade de erro de *bit*, capacidade do canal e probabilidade de interrupção dos usuários incluindo os efeitos introduzidos pela presença do desvanecimento de pequena escala. Posteriormente, por meio do uso das expressões derivadas, é desenvolvida uma técnica de otimização voltada para sistemas CF com a finalidade de otimizar a escolha dos pontos de acesso atendendo aos usuários e aplicada conjuntamente com uma técnica de modulação adaptativa com a finalidade de maximizar o uso do canal. Todos os resultados teóricos apresentados são comparados com dados de simulação e, quando possível, comparados a dados presentes na literatura. As contribuições deste trabalho contam com resultados que representam um ganho na eficiência espectral de até 40% quando comparado a resultados apresentados na literatura.

Palavras-chave: Otimização, Probabilidade de Erro de *Bit*, Probabilidade de Interrupção, Relação Sinal-Ruído, Seleção de Pontos de Acesso, Sistemas *Cell-Free*.

Abstract

To meet the growing demand from users, cell-free architecture (CF) appears as an alternative to cellular systems, since the arrangement of the base station antennas in a distributed manner allows systems to take advantage of spatial macro-diversity to improve performance. Furthermore, due to the non-delimitation of cellular regions and the decentralization of the base stations, CF systems have the potential to offer a good quality service throughout the considered region, eliminating problems that may arise on the periphery of the cells, such as high large-scale losses and intercellular interference. Although CF systems are the subject of several scientific publications, little attention has been paid to the effects introduced by small-scale fading, with low-accuracy expressions being developed for metrics such as bit error probability, outage probability and average capacity of the channel. Therefore, this work presents a mathematical model for the received signal considering scenarios with or without line of sight and hybrids. From this model, expressions are derived for bit error probability, channel capacity and user outage probability, including the effects introduced by the presence of small-scale fading. Subsequently, through the use of derived expressions, an optimization technique for CF systems is developed with the purpose of optimizing the choice of access points serving users and applied together with an adaptive modulation technique with the purpose of maximizing the use of the channel. All theoretical results presented are compared with simulation data and, when possible, compared to data present in the literature. The contributions of this work include results that represent a gain in spectral efficiency of up to 40% when compared to results presented in the literature.

Keywords: Access Points Selection, Bit Error Probability, Cell-Free Systems, Outage Probability, Optimization, Signal-to-Noise Ratio.

Lista de Siglas

5G	<i>Fifth-Generation</i>	Quinta Geração
ABG	<i>Alpha-Beta-Gamma</i>	Alfa-Beta-Gama
AM	<i>Adaptive Modulation</i>	Modulação Adaptativa
AP	<i>Access Point</i>	Ponto de Acesso
AR	<i>Achievable Rate</i>	Taxa Alcançável
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>	Ruído Aditivo Gaussiano Branco
BEP	<i>Bit Error Probability</i>	Probabilidade de Erro de <i>Bit</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>	Taxa de Erro de <i>Bits</i>
BX	<i>Beaulieux-Xie</i>	Beaulieux-Xie
CDF	<i>Cumulative Density Function</i>	Função Densidade Cumulativa
CF	<i>Cell-Free</i>	Sem Célula
CPU	<i>Central Processing Unit</i>	Unidade Central de Processamento
ECC	<i>Ergodic Channel Capacity</i>	Capacidade Ergódica do Canal
eCDF	<i>Empirical Cumulative Density Function</i>	Funções Densidade Cumulativas Empíricas
EGK	<i>Extended Generalized K</i>	Extensão do Modelo K Generalizado
EP	<i>Expectation Propagation</i>	Propagação de Expectativas
FC	<i>Forced Convergence</i>	Convergência Forçada
GCS	<i>Generalized Chi-Squared</i>	Chi-Quadrado Generalizada
GLS	<i>Generalized Least Squares</i>	Mínimos Quadrados Generalizados
INID	<i>Independent and Non-Identically Distributed</i>	Independentes não-Identicamente Distribuídas
LCLT	<i>Lyapunov's Central Limit Theorem</i>	Teorema Central do Limite de Lyapunov
LoS	<i>Line-of-Sight</i>	Linha de Visada
MARML	<i>Multi-Agent Reinforcement Machine Learning</i>	Aprendizado de Máquina de Reforço Multiagente
MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>	Mínimos Erros Quadráticos Médio
M_m -PAM	<i>M_m-ary Pulse Amplitude Modulation</i>	Modulação por Amplitude de Pulso M_m -ária
M_m -PSK	<i>M_m-ary Phase Shift Keying</i>	Modulação por Chaveamento de Fase M_m -ária
MRC	<i>Maximum Ratio Combiner</i>	Combinador por Razão Máxima
MRT	<i>Maximum Ratio Transmission</i>	Transmissão de Razão Máxima

NLoS	<i>Non-Line-of-Sight</i>	Sem Linha de Visada
NRMSE	<i>Normalized Root Mean Squared Error</i>	Raiz Quadrada do Erro Médio Normalizado
OP	<i>Outage Probability</i>	Probabilidade de Interrupção
PDF	<i>Probability Density Function</i>	Função Densidade de Probabilidade
PF	<i>Per Frame</i>	Por Quadro
PL	<i>Path-Loss</i>	Perda de Percurso
QoS	<i>Quality of Service</i>	Qualidade de Serviço
RSS	<i>Received Signal Strength</i>	Nível de Sinal Recebido
SBX	<i>Shadowed Beaulieux-Xie</i>	Beaulieux-Xie Sombreada
SE	<i>Spectral Efficiency</i>	Eficiência Espectral
SEP	<i>Symbol Error Probability</i>	Probabilidade de Erro de Símbolos
SER	<i>Symbol Error Rate</i>	Taxa de Erro de Símbolos
SIC	<i>Successive Interference Cancellation</i>	Cancelamento Sucessivo de Interferência
SINR	<i>Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio</i>	Relação Sinal Ruído Mais Interferência
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>	Relação Sinal Ruído
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>	Entrada e Saída Únicas
TDD	<i>Time Division Duplex</i>	Duplexação por Divisão de Tempo
UC	<i>User-Centric</i>	Centrada no Usuário
UE	<i>User Equipment</i>	Equipamento de Usuário
ZF	<i>Zero-Forcing</i>	Forçamento a Zero

Lista de Símbolos

h_{AP}	Altura da Antena do AP
h_{UE}	Altura da Antena do UE
\bar{C}	Capacidade Ergódica do Canal por UE
\bar{C}_k	Capacidade Ergódica do Canal
$C_k(\gamma_k)$	Capacidade Instantânea do Canal
η_{mk}	Coefficiente de Controle de Potência para o Enlace entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE
β_{mk}	Coefficiente do Desvanecimento em Larga Escala entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE
h_{mk}	Coefficiente do Desvanecimento em Pequena Escala NLoS entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE
A	Coefficiente do Modelo de Perda de Percurso ABG
B	Coefficiente do Modelo de Perda de Percurso ABG
G	Coefficiente do Modelo de Perda de Percurso ABG
\bar{h}_{mk}	Componente LoS entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE
k_b	Constante de Boltzman
X_a	Coordenada Espacial na Direção X de a
Y_a	Coordenada Espacial na Direção Y de a
α_k	Desvanecimento Efetivo Experimentado pelo k -ésimo UE
σ_{mk}	Desvio Padrão do Desvanecimento do Enlace entre o k -ésimo UE e o m -ésimo AP
D	Dimensão da Região de Cobertura
d	Distância entre UEs e APs
S_e	Eficiência Espectral
α	Envoltória do Canal

ϵ_{mk}	Erro de Estimação do Ganho do Canal entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE
$\theta(t)$	Fase do Canal
$p_a(x)$	FDP da Variável Aleatória a em Função de x
N_f	Figura de Ruído
f	Frequência Central da Portadora
g_{mk}	Ganho do Canal entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE
ζ_k	Interferência Experimentada pelo k -ésimo UE em Decorrência dos Demais
B_W	Largura de Banda
μ_x	Média da Variável Aleatória x
S	Número de APs Selecionados
M	Número de APs
N_t	Número de Termos da Quadratura de Chebyshev-Gauss
N_c	Número de Termos da Quadratura de Gauss-Laguerre
K	Número de UEs
M_m	Ordem da Modulação M_m -QAM
\mathcal{L}	Parâmetro da Perda de Percurso do Modelo Hata-COST231
\mathcal{P}	Perda de Percurso
Δ_c	Pesos da Quadratura de Chebyshev-Gauss
ρ_d	Potência de Transmissão no Enlace de Descida
P_k	Probabilidade de Erro de <i>bits</i> do k -ésimo UE
T_{tsh}	Probabilidade de Erro de <i>bits</i> Limiar
\bar{P}_k	Probabilidade de Erro de <i>bits</i> Média do Sistema
$P_{\gamma_k}^q$	Probabilidade de Interrupção Amostral do k -ésimo UE na Abordagem q
P_{γ_k}	Probabilidade de Interrupção do k -ésimo UE
P_γ	Probabilidade de Interrupção Média
π_{M_m}	Probabilidade de Ocorrência do Esquema de Modulação M_m -QAM

ε	Raiz Quadrada do Erro Médio Normalizado
γ_k^p	Relação Sinal-Ruído Amostral do k -ésimo UE para a Abordagem p
γ_k	Relação Sinal-Ruído mais Interferência Instantânea por Quadro Experimentada pelo k -ésimo UE
γ_{th}	Relação Sinal-Ruído Mais Interferência Limiar
$\bar{\gamma}_k$	Relação Sinal-Ruído mais Interferência Média por Quadro Experimentada pelo k -ésimo UE
$\bar{\gamma}_{mk}$	Relação Sinal-Ruído Referente ao Enlace entre o k -ésimo UE e o m -ésimo AP
$\phi(t)$	Resposta ao Impulso do Canal
n_k	Ruído Efetivo Experimentado pelo k -ésimo UE
w_k	Ruído no k -ésimo UE
σ_x^2	Segundo Momento da Variável Aleatória x
x_m	Sinal Pré-Codificado Transmitido pelo m -ésimo AP
r_k	Sinal Recebido pelo k -ésimo UE
\mathcal{S}	Sombreamento
q_k	Símbolo de Dado Transmitido para o k -ésimo UE
$R^q(k)$	Taxa de Transmissão Amostral do k -ésimo UE na Abordagem q
T_0	Temperatura do Sistema
τ_q	Tempo de Coerência do Desvanecimento em Larga Escala
τ_s	Tempo de Coerência do Desvanecimento em Pequena Escala
ε_{kI}	Variável Aleatória Introduzida pelo Erro de Estimação na Parte Imaginária do Desvanecimento Efetivo Experimentado pelo k -ésimo UE
ε_{kQ}	Variável Aleatória Introduzida pelo Erro de Estimação na Parte Real do Desvanecimento Efetivo Experimentado pelo k -ésimo UE

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Representação de um sistema <i>cell-free</i>	30
Figura 3.1 – Estrutura do quadro para o cenário CF.	37
Figura 3.2 – Série temporal do módulo do ganho do canal em função dos símbolos transmitidos.	37
Figura 3.3 – Amostra de desvanecimento global em função da distância.	40
Figura 4.1 – Possível posição dos APs e UEs em um cenário CF.	45
Figura 4.2 – Comportamento da PDF do ganho do canal experimentado pelo usuário em destaque.	45
Figura 4.3 – Condição para a aplicação do LCLT, dada pela Expressão 4.6, assumindo $n = (K - 1)K$ e diferentes valores de K e M	46
Figura 4.4 – Possíveis distribuições de APs e UEs em um cenário CF.	47
Figura 4.5 – Comportamento da PDF da interferência ζ_k experimentada pelo usuário em destaque para diferentes números de UEs e APs.	48
Figura 4.6 – Comportamento da PDF do ganho do canal experimentado pelo usuário em destaque para diferentes números de APs.	48
Figura 4.7 – Comportamento da FDP do ruído n_k experimentado pelo usuário em destaque em um cenário com 100 APs e 10 UEs.	49
Figura 5.1 – PDF da SINR do k -ésimo usuário γ_k em função do número de APs M , considerando $K = 20$, $\rho = 200$ mW e $D = 500$	55
Figura 5.2 – Possível realização de um cenário CF com $D = 500$ m, $M = 50$ APs e $K = 5$ UEs.	55
Figura 5.3 – Curvas de OP dos k -ésimos UEs em função da SINR (dB), considerando uma variação em ρ de 50 μ W a 500 mW e $\gamma_{th} = 10$ (dB) para o cenário apresentado na Figura 5.2.	56
Figura 5.4 – Curvas da OP dos k -ésimos UEs em função do limiar γ_{th} (dB), considerando $\rho = 200$ mW para o cenário apresentado na Figura 5.2.	57
Figura 5.5 – Curvas da média da OP em função da potência de transmissão ρ_d em cenários com $K = 10$ UEs e diferentes números de APs.	58
Figura 5.6 – Curvas da média da OP em função da SINR limiar γ_{th} , considerando $N_B = 500$ realizações do sistema, $M = 100$ APs, $D = 1000$ m e $\rho_d = 200$ mW, para diferentes valores de K	58
Figura 5.7 – Curvas da eCDF das ECC dos UEs considerando $N_B = 1000$ realizações do cenário, $D = 1000$ m, $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs e $\rho_d = 200$ mW.	59
Figura 5.8 – Curvas da ECC do por UE em função da potência de transmissão ρ_d , considerando $N_B = 500$ realizações, $D = 1000$ m, $M = 100$ APs e $K = 10$ UEs.	60

Figura 5.9 – Função cumulativa de probabilidade empírica das capacidades médias dos usuários para $N_B = 1000$, $M = 100$ APs, $\rho_d = 200$ mW, $D = 1000$ m e diferentes números de usuários K	61
Figura 5.10 – Curvas da eCDF das ECCs dos UEs, considerando $N_B = 1000$ realizações, $D = 1000$ m e $K = 10$ UEs para diferentes potências de transmissão ρ_d e números de APs M	61
Figura 5.11 – Superfícies de NRMSE para OP e ECC, considerando $K = 10$, $M = 100$ e $N_B = 5000$ realizações.	62
Figura 6.1 – SINR média teórica em função do tamanho da célula UC S para diferentes algoritmos de seleção, considerando $\rho_d = 200$ mW, $M = 15$ e $K = 10$	71
Figura 6.2 – Curvas de BEP para diferentes UEs, considerando $M = 50$ APs, $K = 5$ UEs, $S = 5$ APs selecionados em função de $\bar{\gamma}_k$ para cada UE.	72
Figura 6.3 – BER média dos UEs e probabilidade de ocorrência em função de ρ_d considerando $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $S = 10$ APs selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$	73
Figura 6.4 – BER média e probabilidade de ocorrência em função de S , considerando $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $\rho_d = 0,5$ W e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$	73
Figura 6.5 – BER média por UE e probabilidade de ocorrência em função de K , considerando $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $S = 5$ APs selecionados, $\rho_d = 0,2$ W e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$	74
Figura 6.6 – Curvas da eCDF de P_k e probabilidade de ocorrência π_{M_c} em função de T_{tsh} considerando $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $S = 5$ APs selecionados e $\rho_d = 0,2$ W.	75
Figura 6.7 – Curvas de eCDF das PEB dos usuários considerando $\rho_d = 500$ mW para um sistema com $M = 100$ APs, $K = 10$, $S = 10$, $\rho_d = 200$ mW, $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$, utilizando diferentes algoritmos para seleção das células UC.	76
Figura 6.8 – SE média do sistema para $M = 100$, considerando a aplicação da técnica AM e assumindo o uso de Algoritmo 1, ou Algoritmo 2, para atribuição de AP.	77
Figura 7.1 – Possível realização de um cenário CF com $M = 50$ APs e $K = 10$ UEs.	86
Figura 7.2 – PDF da parte real de α_k para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de APs selecionados.	87
Figura 7.3 – PDF da parte imaginária de α_k para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de APs selecionados.	88
Figura 7.4 – PDF de $ \alpha_k $ para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de APs selecionados.	88
Figura 7.5 – PDF da parte real de ζ_k para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de APs selecionados e a retirada de alguns UE do cenário.	89

Figura 8.1 – Curvas da PDF de γ_k para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de AP selecionados.	94
Figura 8.2 – CDF empírica de \tilde{C}_k para diferentes números de UE com $M = 50$ PAs, $\rho_d = 200$ mW e $\rho_p = 100$ mW.	95
Figura 8.3 – Curvas da eCDF de \tilde{C}_k para diferentes números de APs com $K = 10$ UEs, $\rho_d = 200$ mW e $\rho_p = 100$ mW.	95
Figura 8.4 – Curvas da ECC por UE \tilde{C} em função de ρ_d considerando diferentes quantidades de usuários, $M = 50$ APs e os cenários com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ e de acordo com a Expressão 7.23.	96
Figura 8.5 – Curvas de OP média por UE P_γ em função de ρ_d , considerando diferentes números de usuários, $M = 50$ APs, $\gamma_{th} = 15$ dB e os cenários com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ e de acordo com a Expressão 7.23.	97
Figura 8.6 – Curvas de OP média por UE P_γ em função de γ_{th} , considerando diferentes números de usuários, $M = 50$ APs, $\rho_p = 200$ mW e os cenários com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ e de acordo com a Expressão 7.23.	98
Figura 9.1 – SINR média em função do tamanho da célula UC S para diferentes algoritmos de seleção, considerando $\rho_d = 500$ mW e diferentes números de UEs e APs.	103
Figura 9.2 – Curvas de P_k para os diferentes UEs no sistema, considerando $M = 50$ APs, $K = 5$ UEs, $S = M$ APs selecionados em função da SINR experimentada por cada UE e diferentes ordens de modulação M_m	104
Figura 9.3 – Curvas das PDFs teóricas e histogramas normalizados das amostras das variáveis aleatórias do ganho do canal e da interferência mais ruído para diferentes usuários no cenário.	105
Figura 9.4 – Probabilidade π_{M_m} e SE em função de S , considerando $M = 50$ APs, $K = 5$ UEs, $\rho_d = 200$ mW e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$	106
Figura 9.5 – Probabilidade π_{M_m} e SE em função de ρ_d , considerando $M = 50$ APs, $K = 5$ APs, $S = 4$ APs selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$	107
Figura 9.6 – Curvas de π_{M_m} e SE em função de M , considerando $K = 5$ UEs, $S = 5$ APs selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$	108
Figura 9.7 – Curvas de π_{M_m} e SE em função de M , considerando $K = 5$ UEs, $S = 5$ APs selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$	109

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Valores de tempos de coerência adotados no trabalho.	38
Tabela 3.2 – Parâmetros utilizados no trabalho.	39
Tabela 3.3 – Parâmetros utilizados no trabalho.	39
Tabela 4.1 – Parâmetros da Simulação.	44

Sumário

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Motivação e Relevância	19
1.2	Metodologia	23
1.3	Objetivos	24
1.4	Contribuições da Tese	25
1.5	Organização do Texto	26
2	ARQUITETURA <i>CELL-FREE</i>	27
2.1	Trabalhos Relacionados	27
2.2	Modelo de Sistema	29
2.3	Modelo Matemático do Sinal Recebido no Enlace de Descida	31
2.4	Considerações Finais	32
3	CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE COMUNICAÇÕES	33
3.1	Desvanecimento em Pequena Escala	33
3.2	Desvanecimento em Larga Escala	34
3.3	Características do Modelo de Desvanecimento Utilizado no Trabalho	35
3.3.1	Características do desvanecimento em pequena escala	36
3.3.2	Modelo de Perda de Percurso Hata-COST231	38
3.3.3	Modelo de Perda de Percurso Alfa-Beta-Gama	38
3.4	Desvanecimento Global	39
3.5	Considerações Finais	40
4	CARACTERIZAÇÃO DO SINAL RECEBIDO NA AUSÊNCIA DE COMPONENTES LOS	41
4.1	Modelo Simplificado para o Sinal no Enlace de Descida	41
4.1.1	Caracterização do Ganho do Canal	42
4.1.2	Caracterização da Interferência Multiusuário	42
4.2	Resultados	44
4.3	Considerações Finais	49
5	ANÁLISE DE DESEMPENHO DO MODELO <i>CELL-FREE</i> NA AUSÊNCIA DE COMPONENTE LOS	50
5.1	Relação Sinal-Ruído mais Interferência Instantânea e sua PDF	50
5.2	Probabilidade de Interrupção do k -ésimo Usuário e por Usuário	51
5.3	Capacidade Média do Canal no k -ésimo Usuário e no Sistema	52
5.4	Resultados	53

5.5	Considerações Finais	63
6	OTIMIZAÇÃO COMBINADA PARA SISTEMAS SEM CÉLULA EM CENÁRIOS NLOS	65
6.1	Modulação Adaptativa para Sistemas <i>Cell-Free</i>	65
6.1.1	Probabilidade de Erro de <i>Bit</i>	66
6.1.2	Probabilidade de Erro de <i>Bit</i> do k -ésimo UE	67
6.2	Seleção de Pontos de Acesso	68
6.2.1	Técnica de Seleção de Pontos de Acesso Adotada	69
6.3	Resultados	70
6.4	Considerações Finais	77
7	CARACTERIZAÇÃO DE SISTEMAS <i>CELL-FREE</i> NA PRESENÇA DE COMPONENTE LOS E ERRO DE ESTIMAÇÃO DO GANHO DO CANAL	79
7.1	Caracterização do Ganho do Canal na Presença de Componente LoS e Erro de Estimação em um Cenário <i>Cell-Free</i> no Enlace de Descida	79
7.2	Caracterização da Interferência Multiusuário na Presença de Componente LoS e Erro de Estimação em um Cenário <i>Cell-Free</i> no Enlace de Descida	82
7.3	Características dos Canais com Componentes LoS e do Erro de Estimação	83
7.3.1	Componente LoS em um Cenário CF	84
7.3.2	Erro de Estimação em um Cenário CF	85
7.4	Resultados	85
7.5	Considerações Finais	89
8	ANÁLISE DE DESEMPENHO DO MODELO <i>CELL-FREE</i> NA PRESENÇA DE COMPONENTE LOS E DE ERRO DE ESTIMAÇÃO	90
8.1	Relação Sinal-Ruído Instantânea e sua PDF	90
8.2	Probabilidade de Interrupção do k-ésimo Usuário e por Usuário	92
8.3	Capacidade Ergódica do Canal no k-ésimo Usuário e no Sistema	92
8.4	Resultados	93
8.5	Considerações Finais	98
9	OTIMIZAÇÃO COMBINADA PARA SISTEMAS <i>CELL-FREE</i> EM CENÁRIOS LOS	100
9.1	Modulação Adaptativa para Sistemas <i>Cell-Free</i>	100
9.1.1	Probabilidade de Erro de <i>Bit</i> do k -ésimo UE	100
9.2	Seleção de Pontos de Acesso	101

9.2.1	Técnica de Seleção de Pontos de Acesso Adotada	101
9.3	Resultados	102
9.4	Considerações Finais	110
10	CONCLUSÕES DA TESE E TRABALHOS FUTUROS	111
10.1	Trabalhos Futuros	114
10.2	Trabalhos Submetidos e Publicados	114
	REFERÊNCIAS	116

1 Introdução

A necessidade de transmitir informação sempre impulsionou a procura por formas eficientes e seguras de transmiti-la. Entretanto, embora algumas aplicações permitam que a informação transmitida possa sofrer variações, outras necessitam que a mensagem recebida esteja o mais próxima possível do que foi transmitido. Assim, na busca por formas mais confiáveis de transmissão da informação, os sistemas de comunicações têm passado por uma grande evolução ao longo dos anos.

Neste capítulo, são apresentadas a motivação e a relevância da pesquisa, sendo discutidos alguns trabalhos relacionados com o objeto de estudo, a metodologia aplicada, seguido dos principais objetivos e contribuições, finalizando com uma seção apresentando a estruturação do texto.

1.1 Motivação e Relevância

Partindo desde a primeira geração de comunicações móveis (1G), sistemas com tráfego de sinais analógicos para a transmissão de voz, as comunicações sem fio evoluíram até culminar na quinta geração (5G), capaz de atender uma alta demanda e oferecer novos serviços aos seus usuários. As redes 5G têm como pré-requisitos a capacidade de fornecer altas taxas de dados, apresentar uma maior capacidade, com elevada eficiência energética e espectral, possibilitando maior mobilidade dos usuários, menor latência e aumento no número de dispositivos conectados à rede [1–3]. Além disso, antes mesmo da consolidação das redes 5G em 2023, alguns autores já traçavam metas e expectativas acerca da sexta geração de comunicações móveis [4–6].

Um aspecto sempre presente na evolução das redes sem fio é a busca pelo aumento da capacidade do sistema para elevar o número de usuários conectados à rede. Uma das formas de alcançar tal objetivo, melhorando a qualidade de serviço oferecida aos usuários, é a utilização de sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple-Input Multiple-Output* – MIMO) massivos, por serem capazes de prover, uniformemente, serviço de boa qualidade em uma dada área [7, 8].

Embora MIMO massivo co-localizado seja de mais fácil implementação, o MIMO massivo distribuído tem o potencial de melhorar a cobertura do sinal, diminuindo a região de sombreamento, por conseguir tirar vantagem da macro diversidade espacial, minimizando os efeitos do desvanecimento de larga escala [9, 10].

O conceito de sistemas distribuídos aparece na literatura sob diferentes nomenclaturas [7, 11, 12]. Entretanto, uma mudança na abordagem do problema, tratando tais

sistemas no contexto de MIMO massivo, revelou um campo com grande potencial para pesquisas futuras. Desde então, diversos trabalhos têm surgido sob a terminologia sem-célula (*Cell-Free* – CF) [13–15].

Assim, com o aumento do interesse em sistemas distribuídos, devido às suas vantagens em relação aos sistemas co-localizados como, por exemplo, eficiência espectral mais elevada, menor probabilidade de bloqueio do sinal e uniformização da qualidade do serviço, os resultados dos estudos de sistemas CF têm sido apresentados em várias publicações como alternativas aos sistemas distribuídos multicelulares [16–20].

Nos sistemas CF, muitos pontos de acesso (*Access Points* – APs) são distribuídos em uma dada região de modo a servir todos os equipamentos de usuários (*User Equipment* – UE) simultaneamente. Os pontos de acesso, por sua vez, recebem os sinais de todos os usuários e os transmitem a uma unidade central de processamento (*Central Processing Unit* – CPU) por meio da rede de infraestrutura [13].

O uso simultâneo dos recursos do canal por vários usuários, como banda de transmissão, janelas de tempo e região, caracteriza o MIMO multiusuário. Contudo, embora o uso do CF permita elevar a eficiência espectral, essa elevação é limitada, principalmente, pela interferência multiusuário [21]. Por exemplo, no emprego de técnicas de estimação assistida para a obtenção de características do canal em um cenário multiusuário, o reúso de sequências de treinamento adiciona uma nova componente de ruído ao canal, provocando interferência piloto [22], degradando a qualidade da estimativa. Assim, a busca por métodos eficientes para a atribuição de sequências de treinamento, de modo a reduzir a interferência piloto ou a análise da inserção desse efeito degradante nas métricas do sistema, em cenários multiusuários, tem sido bastante abordada ao longo dos anos [22–26].

Além do efeito degradante experimentado na estimação assistida em um cenário CF, quando o transmissor envia sinal para mais de um UE simultaneamente, um usuário enxerga a informação transmitida aos demais como interferência. Como essa interferência depende da potência de transmissão do sistema, elevar a potência de transmissão também eleva a interferência, limitando o desempenho do sistema [27].

Uma forma de reduzir os efeitos introduzidos pela interferência multiusuário e melhorar o desempenho do sistema é ajustar a potência de transmissão para os UEs no enlace de descida. De fato, um usuário em condições favoráveis de canal, por exemplo, baixa perda de percurso ou presença de componente especular no desvanecimento em pequena escala, pode ter parte da potência entregue pelos APs alocada para usuários em condições mais severas de canal. A redistribuição das potências de transmissão entre os usuários, além de ter o potencial de reduzir a interferência, pode contribuir para uniformizar a qualidade do serviço (*Quality of Service* – QoS) oferecido aos UEs, equalizando, por exemplo, as taxas dos usuários no sistema [17, 28–30].

Inicialmente, o conceito CF assumia que cada UE era servido simultaneamente

por todos os APs na área de cobertura [8, 13, 14, 31]. Entretanto, trabalhos posteriores revelaram que selecionar um subconjunto de APs para prover sinais para determinados UEs, técnica que passou a ser denominada de abordagem centrada no usuário (*User-Centric – UC*), tem o potencial de melhorar o desempenho do sistema [15, 32, 33]. Por exemplo, situações nas quais a atenuação entre um par UE e AP são severas, devido a efeitos como desvanecimento profundo, pode levar a potência do sinal a ficar abaixo da sensibilidade do receptor. Assim, ao tentar recuperar a informação, apenas ruído será entregue por essa componente de sinal, diminuindo a relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio – SNR*) no receptor. Alternativamente, se UEs que estiverem perto o suficiente forem servidos pelo mesmo AP, elevados níveis de interferência podem ser experimentados por esses usuários, reduzindo o desempenho do sistema [15, 34–42].

Diversas formas para a seleção dos APs podem ser encontradas na literatura, sejam elas baseadas na observação instantânea do canal, nas quais a seleção é realizada a cada tempo de coerência do desvanecimento de pequena escala [15, 34–36] ou na observação a longo prazo, na qual a técnica de seleção atua à medida em que o desvanecimento de larga escala varia [25, 37–42].

Na técnica de seleção de APs lenta, as tomadas de decisão operam com a finalidade de melhorar estatísticas médias do sistema e são caracterizadas por um baixo tráfego pela rede de infraestrutura. Por outro lado, a técnica de seleção de APs rápida prioriza a elevação do desempenho do ponto de vista instantâneo, porém, a custo de elevado tráfego pela rede de infraestrutura, tornando-se inviável em redes extra densas. Nesse contexto, diferentes trabalhos analisaram formas diversas de realizar a seleção de APs por ambas as abordagens [15, 25, 37, 39, 41, 42].

No primeiro trabalho a apresentar a abordagem UC CF, os autores selecionaram os APs cujas estimativas dos ganhos instantâneos dos canais nos enlaces entre cada AP e UE exibissem maior valor absoluto. Posteriormente, analisaram a redução do tráfego pela rede de infraestrutura concedida pela abordagem UC CF em comparação ao CF convencional [15]. Contudo, não foram verificados ganhos introduzidos pela abordagem UC CF em termos das taxas alcançáveis (*Achievable Rate – AR*) dos usuários devido à técnica de seleção utilizada, sendo necessário o desenvolvimento de técnicas mais robustas ou adaptativas para a seleção de APs.

Alguns trabalhos utilizaram estratégias de seleção de APs semelhantes à apresentada em [15] para analisar diferentes aspectos dos sistemas CF. Por exemplo, a primeira comparação entre as abordagens UC CF e CF convencional, operando em ondas milimétricas, foi realizada em [34]. Alternativamente, dois algoritmos para controle de potência, um com a finalidade de maximizar a soma das taxas dos usuários e outro para equalizar suas QoS em uma rede UC CF, foram apresentados em [35]. Posteriormente, uma extensão dos resultados descritos em [35], incorporando múltiplas antenas nos APs e nos UEs, foi

apresentada em [36].

Embora a seleção rápida de APs seja capaz de rastrear as variações do canal mais precisamente, a técnica é aplicada ao custo de elevado tráfego pela rede de infraestrutura e possível sobrecarga na CPU quando o número de usuários é elevado. Assim, para lidar com essa limitação, alguns trabalhos realizaram seleção de APs com base nas estatísticas de longo prazo do canal [37, 37–39]. Por exemplo, realizando controle de potência acoplado à seleção de APs, utilizando informação das potências médias dos canais entre os diferentes APs e UEs, com foco na uniformização da QoS dos usuários, conforme apresentado em [37].

A consolidação da abordagem UC CF levou ao surgimento de técnicas mais robustas e sofisticadas de seleção de APs, passando a operar conjuntamente com outros algoritmos de otimização, como em [25], no qual foi desenvolvida uma técnica adaptativa de atribuição de sequências piloto, realizada após a criação das células virtuais que foram definidas a partir de subconjuntos dos UEs e seus respectivos APs, que, por sua vez, foram selecionados por exibirem canais com coeficientes de larga escala de maior valor absoluto. Na técnica desenvolvida, após a criação das células virtuais, garantiu-se que apenas os UEs com o menor número de APs em comum pudessem apresentar a mesma sequência de treinamento, reduzindo a contaminação piloto e aumentando o desempenho do sistema.

Alternativamente, uma técnica de seleção de APs proposta por [40], baseada na teoria dos jogos e utilizando os coeficientes de larga escala como critério de escolha, selecionava o menor número de UEs conectados a um mesmo AP, sendo capaz de reduzir a sobrecarga da rede de infraestrutura, sem alterar as ARs dos usuários. Na técnica apresentada em [41], a partir da modelagem dos níveis de sinal recebido (*Received Signal Strength* – RSS) por cadeias de Markov, utilizou-se aprendizagem de máquina (*Multi-Agent Reinforcement Machine Learning* – MARML) para realizar a seleção de APs de modo a maximizar a soma das ARs mínimas dos usuários. Tem-se ainda o algoritmo de seleção em duas etapas proposto em [42], cuja primeira etapa garantia que a cada UE fosse atribuído um AP intermediário, com base no coeficiente do desvanecimento de larga escala, para garantir que todos os UEs permanecessem conectados à rede, e, na segunda etapa, o número de APs atribuídos a cada UE era incrementado de modo a elevar a eficiência espectral (*Spectral Efficiency* – SE) dos mesmos.

De fato, embora a técnica de seleção rápida de APs apresente uma maior necessidade de tráfego de sinais de controle para coordenar o sistema, quando comparado com a seleção de APs lenta, esse tráfego se mostrou menor quando comparado a um sistema operando na abordagem CF tradicional [15]. Em contrapartida, a seleção de APs realizada com base nas estatísticas de longo prazo do sistema oferece uma redução de tráfego pela rede de infraestrutura aliada a um baixo esforço computacional [15].

Para que alguns métodos de otimização, ou de seleção de APs, possam ser aplicados, expressões capazes de descrever métricas representativas para o cenário utilizado necessitam

ser obtidas. Nesse contexto, alguns trabalhos propuseram equações para o cálculo da AR dos usuários, considerando o conhecimento prévio de alguns parâmetros estatísticos que caracterizam o sistema [8, 14, 23, 24, 29, 43, 44]. Contudo, as expressões obtidas partem da média das observações da relação sinal-ruído mais interferência (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio* – SINR) ao longo do intervalo de coerência do desvanecimento de larga escala, por meio da aplicação da desigualdade de Jensen [14, 45–49]. Entretanto, como o desvanecimento de larga escala varia de forma lenta, o canal ainda fica sujeito às variações introduzidas pelo desvanecimento de pequena escala e, ao se tomar a média dessas observações, o impacto introduzido pelo desvanecimento em pequena escala, na métrica do sistema, acaba sendo omitido.

Além disso, as técnicas de atribuição de APs com base nas estatísticas de longo prazo, que utilizam os coeficientes de desvanecimento de larga escala como critério de seleção, apesar de promoverem melhora no desempenho do sistema, não levam em consideração a interferência multiusuário [25, 37–42]. Portanto, conforme levantado por [15], a utilização de técnicas mais sofisticadas pode ser capaz de elevar o desempenho dos sistemas UC CF, por meio da redução do tráfego pela rede de infraestrutura e elevação das taxas dos usuários.

Nessa tese, são introduzidas expressões acuradas para descrever o sistema CF, incorporando os efeitos impostos pelo desvanecimento de pequena escala e fornecendo ferramentas possíveis de serem aplicadas a diversas técnicas de otimização existentes. Além disso, a partir dessas novas expressões, é desenvolvida uma técnica de seleção de APs de baixo esforço computacional, usando como critério de atribuição o valor médio teórico da SINR no receptor de cada UE. Como a técnica de seleção de APs proposta nesta tese opera no período de observação do desvanecimento de larga escala, tem o potencial de preservar a escalabilidade do sistema, diferente das técnicas propostas em [15, 34–36].

Além disso, diferente da seleção com base na estimativa do ganho instantâneo do canal, ou no coeficiente de larga escala, a abordagem com base na SINR incorpora informação simultânea da energia recebida e das potências do ruído e da potência da interferência multiusuário, sendo capaz de eliminar os enlaces que, apesar de exibirem boas condições de transmissão, forçam elevados níveis de interferência nos usuários.

1.2 Metodologia

Devido à dificuldade do estabelecimento de um modelo capaz de unificar o desvanecimento composto, ou seja, introduzido conjuntamente pelo sombreamento e pelo desvanecimento de pequena escala, métricas como a AR e SINR média, apresentadas na literatura, foram desenvolvidas sem contemplar o desvanecimento de pequena escala. Entretanto, a presente pesquisa aplicou ferramentas que tornaram possível o desenvolvimento

de expressões acuradas para métricas como capacidade ergódica do canal (*Ergodic Channel Capacity* – ECC), probabilidade de interrupção (*Outage Probability* – OP), probabilidade de erro de *bit* (*Bit Error Probability* – BEP) e SINR média em cenários multiusuário distribuídos como o CF, incorporando os efeitos do desvanecimento de pequena escala.

Assim, inicialmente é proposto um modelo simplificado para o sinal recebido por cada UE, tornando possível a caracterização do desvanecimento de pequena escala e uma forma simplificada de modelar a interferência multiusuário. Então, a partir do modelo simplificado, o teorema central do limite de Lyapunov (*Lyapunov's Central Limit Theorem* – LCLT) é utilizado para caracterizar a interferência multiusuário como uma variável aleatória Gaussiana complexa. Em seguida, o cenário é classificado em duas categorias. Na primeira, é assumida a ausência de componente em linha de visada (*Line-of-Sight* – LoS) nos enlaces entre um determinado UE e todos os APs que o servem. Na segunda categoria, é considerado que há componente LoS em alguns enlaces entre um determinado UE e os APs que o servem.

A classificação dos cenários quanto à presença, ou ausência, de componentes LoS se fez necessária pois na primeira categoria foi possível caracterizar o desvanecimento em pequena escala efetivo por meio de uma distribuição chi-quadrado generalizada (*Generalized Chi-Squared* – GCS), a partir de uma expressão em forma fechada. Por outro lado, com a presença de enlaces com componente LoS, não foi possível chegar a uma distribuição para o desvanecimento de pequena escala efetivo de forma exata, sendo necessário recorrer ao LCLT para caracterizar as componentes em fase e em quadratura do desvanecimento por variáveis aleatórias Gaussianas de médias e variâncias distintas, resultando em um desvanecimento de pequena escala efetivo caracterizado por uma distribuição de Beckmann [50].

De posse das distribuições da interferência e do desvanecimento efetivo, em ambas as categorias, foram desenvolvidas expressões para a SINR média, ECC, OP e BEP. Por fim, é apresentada uma técnica de seleção de APs que opera junto a um algoritmo de modulação adaptativa (*Adaptive Modulation* – AM) com a finalidade de maximizar o uso do canal.

Para avaliar os resultados desenvolvidos, são realizadas simulações numéricas e os dados amostrais são comparados com os resultados teóricos obtidos a partir das expressões derivadas na tese e, quando possível, com resultados preliminares dispostos na literatura.

1.3 Objetivos

Em geral, não é uma tarefa simples desenvolver expressões exatas, capazes de fornecerem informações acerca de métricas, tais como, BEP, ECC ou OP, para fornecerem parâmetros sobre o desempenho do sistema e possibilitarem sua otimização. Por exemplo, em sistemas MIMO multiusuários co-localizados, os enlaces entre UEs e APs compartilham

as mesmas características estatísticas. Por outro lado, em cenários mais complexos, como os apresentados na arquitetura CF, cada enlace pode apresentar características estatísticas distintas, tornando a obtenção dessas métricas ainda mais desafiadora, sendo necessário recorrer ao uso de aproximações.

Assim, o objetivo geral desta tese é desenvolver expressões acuradas capazes de quantificar o desempenho de sistemas CF e que possam ser aplicadas às técnicas de otimização para melhorar o desempenho desses sistemas.

Os objetivos específicos são:

- Desenvolver um modelo simplificado para o sinal recebido em sistemas CF no enlace de descida;
- Derivar expressões para a OP, a ECC, a SINR e a BEP para sistemas CF: Após a classificação do canal de comunicações quanto à presença de componentes LoS, foram derivadas expressões para diversas métricas do sistema para cada classe de cenário;
- Propor uma estratégia de seleção de APs a partir das expressões de SINR derivadas: A partir das expressões de SINR para os cenários classificados quanto à presença de componentes LoS, foram desenvolvidas técnicas de seleção de APs para melhorar o desempenho do sistema;
- Aplicar uma técnica de AM: Por meio do uso das expressões de BEP desenvolvidas na tese, uma técnica de AM foi proposta para maximizar o uso do canal;
- Aplicar uma técnica de otimização combinada para sistemas CF: A partir da utilização conjunta das técnicas de AM e seleção de APs propostas, elevou-se a SE do sistema.

Por fim, avaliar a validade das expressões derivadas e os ganhos introduzidos pela aplicação da técnica de seleção de PA e do algoritmo de MA, comparando, quando possível, os achados da tese com resultados simulados e presentes na literatura.

1.4 Contribuições da Tese

A incorporação dos efeitos conjuntos introduzidos pelos desvanecimento de pequena e larga escala possibilita uma análise e um tratamento mais realista da arquitetura CF. Ser capaz de prever o desempenho do sistema com base em parâmetros conhecidos possibilita o uso de estratégias para otimizá-lo. Nesse contexto, novas expressões para métricas do sistema foram desenvolvidas e utilizadas para a otimização de sistemas CF. Assim, como contribuições da tese, podem ser citadas:

- Proposição de um modelo de sinal recebido simplificado;
- Caracterização do ganho efetivo do canal nos cenários com ou sem LoS e híbridos;
- Caracterização da interferência multiusuário;
- Desenvolvimento de expressões acuradas:
 1. Média da SINR;
 2. Probabilidade de interrupção;
 3. Capacidade do ergódica do canal;
 4. Probabilidade de erro de *bit*.
- Proposição de uma técnica de seleção de APs;
- Aplicação de uma técnica de AM no contexto CF;
- Aplicação de uma técnica de otimização combinando AM e seleção de APs.

1.5 Organização do Texto

Além da introdução, este trabalho encontra-se dividido em mais nove capítulos. No Capítulo 2, são apresentados resultados de alguns trabalhos relacionados e apresentados conceitos fundamentais da arquitetura CF. Por sua vez, no Capítulo 3, são discutidas as características do canal de comunicações, tais como modelo de propagação, desvanecimento de larga e pequena escala e assunções acerca de suas respectivas taxas de variação. No Capítulo 4, é descrito um modelo de canal simplificado para cenários na ausência total de LoS, descrita a aproximação para a interferência multiusuário, por meio do LCLT e apresentada a caracterização do ganho efetivo do canal por meio de uma distribuição GCS. Por sua vez, no Capítulo 5, é realizada uma análise de desempenho de sistemas CF com base nos resultados teóricos encontrados no Capítulo 4, e no Capítulo 6, é apresentada uma nova técnica de otimização combinando um algoritmo de seleção de APs de baixo custo computacional e um esquema de AM para sistemas CF em cenários sem LoS. Nos Capítulos 7 e 8, são modelados cenários com a existência de componentes LoS e calculadas métricas para quantificar o desempenho de sistemas CF, operando em cenários puramente LoS e híbridos, respectivamente. Além disso, no Capítulo 9, são aplicadas técnicas de seleção de APs e AM para sistemas CF em cenários com probabilidade de existência de componentes LoS não-nulas. Finalmente, no Capítulo 10, são apresentadas as conclusões do trabalho.

2 Arquitetura *Cell-free*

A necessidade de altas taxas de dados e conexão massiva de usuários, preservando a qualidade do serviço oferecido, são as principais premissas de sistemas distribuídos. Com a capacidade de fornecer um serviço de boa qualidade de forma homogênea para todos os usuários conectados à rede, a arquitetura CF é uma candidata às futuras gerações de comunicações móveis [18, 19].

Neste capítulo, são apresentados alguns trabalhos relacionados ao objeto de estudo da pesquisa, é discutido o modelo de sistema e apresentado o modelo clássico de sinal recebido para usuários em um sistema CF.

2.1 Trabalhos Relacionados

A utilização de sistemas MIMO massivos possibilita não apenas um aumento no número de conexões, mas também uma melhoria na qualidade do serviço oferecido. Entretanto, observa-se, em sistemas co-localizados, que se o sinal proveniente do arranjo de antenas for obstruído, a qualidade da transmissão é degradada fortemente [9]. Por outro lado, em sistemas distribuídos, caso haja a obstrução do sinal proveniente de uma unidade transmissora, o receptor pode tomar vantagem da macro diversidade espacial oferecida pelas demais antenas distribuídas pela área de cobertura, preservando a qualidade da transmissão. Nesse contexto, a arquitetura CF tem despertado interesse da comunidade científica e vários trabalhos têm surgido abordando o tema [15, 23, 29, 45, 51, 52].

Por exemplo, dois algoritmos para alocação de potência, o max-min e o de potência uniforme, além do pré-codificador linear por forçamento a zero (*Zero-Forcing* – ZF), são analisados em [13]. Considera-se um canal com ruído aditivo e desvanecimento em pequena escala, caracterizado pela distribuição Rayleigh. A partir desse modelo, compara-se o desempenho do CF com o obtido para células pequenas. Por fim, os resultados mostraram que, sob condições semelhantes, a arquitetura CF apresenta um desempenho superior em termos das AR dos usuários.

Por sua vez, o desempenho de um sistema CF é avaliado por meio da eficiência espectral, considerando o sinal recebido afetado por ruído aditivo gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise* – AWGN) e desvanecimento Rayleigh em [14]. Nesse trabalho, é desenvolvida uma expressão para a taxa alcançável do sistema, que é usada para o projeto de um esquema max-min ótimo, com uma alocação de potência capaz de fornecer QoS uniforme entre os usuários. Ainda nesse trabalho, é mostrado o efeito da contaminação piloto que surge quando o número de usuários é maior do que a quantidade de seqüências pilotos disponíveis, provocando o reúso de algumas dessas seqüências.

A não ortogonalidade das sequências piloto utilizadas na estimação do ganho do canal e a queda no desempenho de um sistema CF ocasionada pela inclusão desses efeitos é analisada em [8]. Assim, é mostrado que o conhecimento do ganho instantâneo do canal pode ser substituído pelas estatísticas do canal, sem grande degradação da qualidade da transmissão. Além disso, é feita uma comparação entre os sistemas CF e com células pequenas sob a assunção de um sombreamento caracterizado pela distribuição Log-Normal, espacialmente correlacionado e não-correlacionado. Foi então verificado que os sistemas CF obtiveram um resultado superior ao cenário tradicional com células pequenas em todas as configurações avaliadas, corroborando os resultados apresentados em [13].

Um dos primeiros esforços para caracterizar canais com a presença de uma componente LoS entre os APs e UEs em um sistema CF foi apresentado em [44]. Nesse trabalho, diferente de trabalhos anteriores que consideraram o desvanecimento de pequena escala caracterizado pela distribuição de Rayleigh, os autores caracterizam as variações do canal como uma variável aleatória gaussiana complexa com uma determinada variância e média não nula, caracterizando uma distribuição de Rice. Ainda nesse trabalho, os autores desenvolvem expressões para a SE nos enlaces de descida e de subida. Os resultados apontaram que, embora em canais Rayleigh seja verificada uma maior uniformidade na SE, em canais com desvanecimento Rice os valores dessa métrica tendem a ser maiores.

Outro aspecto que tem despertado bastante interesse da comunidade científica em relação às redes CF é a utilização de múltiplas antenas nos APs, nos UEs, ou em ambos, de modo a melhorar o desempenho do sistema a partir de uma solução de baixo custo de implementação [24, 29, 33, 43, 53].

Um dos primeiros resultados, no contexto de CF, a utilizar o conceito de célula virtual centrada no usuário UC CF é apresentado em [15]. Diferente do sistema CF convencional, os APs escolhem alguns UEs para servir com base em algum critério de seleção. Em [15], os APs selecionam as UEs com base na intensidade da estimativa do canal. Em [33], por sua vez, é feita uma extensão aos resultados apresentados em [15].

A partir da utilização de APs e UEs equipados com múltiplas antenas em um ambiente de propagação com desvanecimento de pequena escala caracterizado pela distribuição de Rayleigh, uma implementação de um sistema UC CF com um pré-codificador ZF no enlace de descida e cancelamento sucessivo de interferência (*Successive Interference Cancellation* – SIC) no enlace de subida, ambos realizados localmente em cada AP, eliminando a necessidade de estimação do canal no UE, é apresentada em [33]. Por fim, é mostrado que ambos ZF e SIC têm a capacidade de melhorar o desempenho do sistema. Contudo, não é realizada uma análise da influência do aumento do número de antenas nos APs e UEs.

O impacto da utilização de múltiplas antenas nos APs e UEs no desempenho de um sistema CF é investigado em [24]. Além disso, nesse trabalho, foi desenvolvida uma

expressão para a taxa de transmissão dos usuários, levando em conta a estimação imperfeita de canal, não-ortogonalidade das sequências pilotos utilizadas para a estimação de canal e o coeficiente de controle de potência utilizado. Os autores consideraram a utilização de um canal de comunicações com ruído AWGN e desvanecimento Rayleigh e constataram que a utilização de múltiplas antenas nos APs e UEs tem o potencial de melhorar a taxa de transmissão do sistema, principalmente para um número pequeno de usuários.

Por sua vez, em um canal de comunicações com desvanecimento em pequena escala, descrito pela distribuição de Rayleigh, e ruído AWGN, é apresentada uma comparação entre o combinador ZF e o combinador por razão máxima (*Maximum Ratio Combiner* – MRC) para a avaliação do desempenho de um sistema CF com múltiplas antenas nos APs e UEs em [29]. Mostra-se que a SE de tal sistema pode ser beneficiada pela utilização de múltiplas antenas em adição ao combinador ZF.

Apesar da superioridade dos sistemas CF, quando comparados aos sistemas celulares co-localizados [8, 14], pouca atenção tem sido dada à caracterização estatísticas do efeito conjunto em decorrência dos desvanecimento em pequena e em larga escala. Assim, diversas métricas de desempenho têm sido desenvolvidas a partir da exclusão do efeito do desvanecimento em pequena escala, ou utilizando artifícios como a desigualdade de Jensen [25, 26, 45, 47–49, 51, 54]. Nesse contexto, esta tese propõe incorporar os efeitos introduzidos pelo desvanecimento de pequena escala no cálculo de métricas de desempenho e utilizá-las para a aplicação da técnica de AM e de um algoritmo de seleção de APs, desenvolvidos na trabalho.

2.2 Modelo de Sistema

Sistemas CF compreendem arquiteturas distribuídas que usam MIMO massivo, nas quais a região de cobertura não é setorizada ou dividida em células. Diferentemente dos sistemas celulares convencionais, na arquitetura CF, considera-se uma região contínua na qual um número suficientemente grande de APs de baixo custo é distribuído. Os APs servem de interface entre os UEs e a rede [8].

Nos sistemas CF, uma CPU é conectada a todos os APs via *backhaul*, a parte da rede de telecomunicações responsável por fazer a ligação entre a rede de transporte, ou *backbone*, e as sub-redes. Assim, todos os dados de usuários são enviados da CPU aos APs, que os transmitem para os usuários, ou todos os UEs transmitem seus dados aos APs que enviam, via *backhaul*, para a CPU para processamento futuro [8]. Além disso, os sinais de controle necessários para coordenar a escolha dos APs, na abordagem UC CF, e das ordens de modulação adotadas são enviados e processados na CPU.

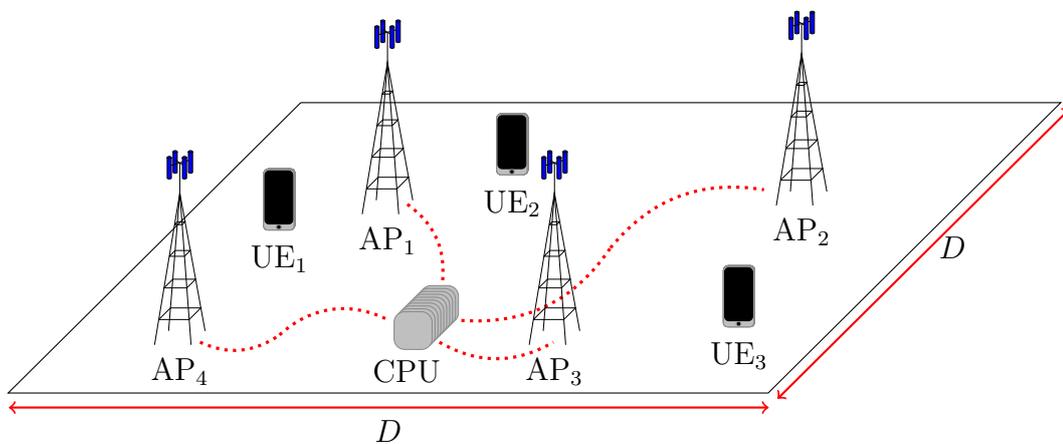
A distribuição dos APs ao longo de toda a região analisada é capaz de melhorar a eficiência do sistema por explorar a macro diversidade espacial e tomar vantagem

da variação do desvanecimento de larga escala. Além disso, a utilização de APs e UEs equipados com múltiplas antenas permite ao sistema tirar proveito da micro-diversidade espacial e lidar com o desvanecimento de pequena escala.

No sistema CF, assume-se a existência de K UEs, que são servidos simultaneamente por M APs. O sistema compartilha os recursos de tempo, largura de banda e frequência de operação entre todos os UEs ou APs, ou seja, todos os UEs transmitem os dados aos APs na primeira janela temporal do quadro transmitido. Por sua vez, ao fim dessa janela, todos os APs passam a transmitir as informações endereçadas aos UEs. É seguido um protocolo de duplexação por divisão de tempo (*Time Division Duplex* – TDD), ocupando toda a banda de frequência disponível. O tráfego de dados dos APs para os UEs é denominado transmissão no enlace de descida. Por outro lado, o tráfego de dados das UEs para os APs é denominado transmissão no enlace de subida. Assume-se desvanecimento não-seletivo em frequência e lento ao longo de um quadro transmitido [8].

A Figura 2.1 exemplifica uma arquitetura empregada no sistema CF com o número de APs reduzidos. Embora não seja considerada delimitação física na arquitetura CF, os cenários tratados compreendem uma região de dimensão $D \times D$ m².

Figura 2.1 – Representação de um sistema *cell-free*.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O modelo de canal incorpora os efeitos dos desvanecimentos de pequena e larga escala, assumindo que o desvanecimento de pequena escala permanece constante durante todo o quadro transmitido, porém, pode ser decorrelacionado entre quadros adjacentes. Considera-se que o desvanecimento em larga escala varia mais lentamente que o desvanecimento em pequena escala, permanecendo constante por vários quadros. Adicionalmente, é assumido que o desvanecimento da larga escala pode ser perfeitamente estimado ou conhecido [14].

Assumindo APs e UE equipados com uma antena, o ganho do canal entre o m -ésimo

AP e o k -ésimo UE, g_{mk} , pode ser expresso por [14]

$$g_{mk} = \beta_{mk}^{1/2} h_{mk}, \quad (2.1)$$

em que h_{mk} representa as oscilações do ganho complexo do canal provocadas pelo desvanecimento em pequena escala e β_{mk} o efeito do desvanecimento em larga escala. Além disso, assume-se que os coeficientes h_{mk} e β_{mk} são independentes de $h_{m'k'}$ e $\beta_{m'k'}$, respectivamente, $\forall m, k, m'$ e k' .

2.3 Modelo Matemático do Sinal Recebido no Enlace de Descida

Devido às variações introduzidas pelo canal de comunicações, são esperadas oscilações nos ganhos dos canais entre diferentes APs e UEs. Assim, uma forma de lidar com esse efeito é multiplicar o sinal a ser transmitido por um fator para que, após a passagem do sinal pelo canal de comunicações, a oscilação seja compensada, técnica denominada de pré-codificação [55]. Diversos pré-codificadores têm sido aplicados no contexto CF [14, 42].

O sinal transmitido pelo m -ésimo AP, contendo as informações destinadas aos K usuários, com o uso do pré-codificador por transmissão de razão máxima (*Maximum Ratio Transmission* – MRT), pode ser escrito como [14]

$$x_m = \sqrt{\rho_d} \sum_{k=1}^K \eta_{mk}^{1/2} \hat{g}_{mk}^* q_k, \quad (2.2)$$

em que ρ_d representa a potência de transmissão no enlace de descida, \hat{g}_{mk}^* o conjugado complexo da estimativa do ganho canal, obtido por meio de estimação por sequência piloto, η_{mk} o coeficiente de controle de potência utilizado para limitar a potência de transmissão de cada AP e q_k um símbolo contendo a informação a ser transmitida. Utilizam-se constelações com potência unitária $E[|q_k|^2] = 1$. Assim, toda a informação acerca da potência de transmissão é atribuída a ρ_d .

A escolha adequada do coeficiente de controle de potência é capaz de uniformizar a QoS dos K usuários do sistema independente de suas posições geográficas, por meio da utilização de técnicas como max-min para a seleção dos coeficientes de controle de potência [8]. Contudo, nesta tese, optou-se pela escolha de coeficientes de controle de potência uniformes dados por [13]. Assim, tem-se

$$\eta_{mk} = \frac{1}{\sum_{i=1}^K \beta_{mi}}. \quad (2.3)$$

Como todos os APs estão transmitindo simultaneamente, o sinal recebido pelo k -ésimo usuário pode ser escrito como uma combinação linear dos sinais provenientes dos M pontos de acesso. Portanto, a partir da Expressão 2.2, tem-se

$$r_k = \sum_{m=1}^M g_{mk} x_m + w_k \quad (2.4)$$

$$= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{k'=1}^K \eta_{mk'}^{1/2} g_{mk} \hat{g}_{mk'}^* q_{k'} + w_k,$$

em que w_k representa o ruído no k -ésimo receptor, tal que $w_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{w_k}^2)$, com

$$\sigma_{w_k}^2 = k_b B_W T_0 10^{N_f/10}, \quad (2.5)$$

de modo que k_b representa a constante de Boltzman, N_f a figura de ruído do receptor, T_0 a temperatura do sistema e B_W a largura de banda.

2.4 Considerações Finais

Os sistemas CF oferecem várias vantagens em relação aos sistemas celulares colocados clássicos, desde a possibilidade de suprir um número elevado de usuários, mantendo a qualidade do serviço uniforme, à capacidade de tirar vantagem da macro diversidade espacial em decorrência da distribuição dos APs na região de interesse e a redução das zonas de sombreamento. Contudo, como cada AP transmite as informações destinadas a todos os UEs simultaneamente, cada usuário recebe, além da sua informação de interesse, as informações destinadas a todos os demais usuários presentes no sistema. Assim, além da degradação promovida pela variação do ganho complexo, imposta pelo ambiente de propagação e ruído no receptor, o sistema sofre com a interferência multiusuário, sendo esse um dos maiores limitadores do desempenho do sistema. Dessa forma, técnicas para limitar a interferência devem ser estudadas para elevar o desempenho do sistema e aumentar a capacidade de atendimento de usuários.

3 Caracterização do Canal de Comunicações

O desvanecimento é um efeito indesejável imposto pelo canal de comunicações, sendo usualmente classificado como em larga ou pequena escala. O desvanecimento em larga escala afeta a média global da potência do sinal recebido e pode ter duração de minutos a várias horas. O desvanecimento em pequena escala, por outro lado, introduz variações de curta duração na envoltória do sinal recebido, alterando o valor instantâneo do ganho do canal [55].

Neste capítulo, são discutidos conceitos como desvanecimento de pequena e larga escala, modelos de perda de percurso e estrutura do quadro transmitido. São também descritas as características e os parâmetros para os modelos adotados na pesquisa.

3.1 Desvanecimento em Pequena Escala

O desvanecimento em pequena escala decorre das interações construtivas e destrutivas das componentes do sinal que partem do transmissor e chegam ao receptor com diferentes atrasos devido aos múltiplos percursos experimentados pela onda eletromagnética ao longo do trajeto, os quais são causados por reflexões, espalhamento e difrações que afetam a potência instantânea do sinal recebido. Além das flutuações nas componentes em fase e em quadratura do sinal recebido introduzidas pelo desvanecimento em pequena escala, se um pulso com uma determinada duração for transmitido por esse tipo de canal, a dispersão provocada pelos diferentes níveis de atraso das componentes em múltiplos percursos promove o alargamento do pulso no tempo, ocasionando um fenômeno denominado interferência inter-simbólica [56].

Se o espalhamento multi-percurso do canal for suficientemente menor do que o tempo de sinalização do sinal transmitido, o efeito do alargamento do pulso no tempo pode ser desprezado. Nesse caso, observa-se que a largura de banda do canal é maior do que a largura de banda do pulso transmitido. Dessa forma, todas as componentes em frequência do sinal sofrem a mesma distorção e, nesse caso, é dito que o canal apresenta um desvanecimento não-seletivo em frequência ou plano. Por outro lado, se a largura de banda do canal for menor do que a largura de banda do pulso transmitido, as diferentes componentes espectrais do sinal serão afetadas de formas distintas, configurando um desvanecimento seletivo em frequência [55].

No desvanecimento multi-percurso plano, a resposta ao impulso do canal $\psi(t)$ não depende da faixa de frequência. Dessa forma, é possível escrever [55]

$$\psi(t) = \alpha(t)e^{j\theta(t)}, \quad (3.1)$$

em que $\alpha(t)$ representa a envoltória e $\theta(t)$ a fase da resposta ao impulso do canal $\psi(t)$. Sob essas circunstâncias, no receptor, é observado um sinal cuja fase e a envoltória são alteradas aleatoriamente.

Diversos modelos foram propostos para descrever o comportamento aleatório imposto à envoltória complexa do sinal, desde distribuições clássicas como Rayleigh [57], Rice [58] e Nakagami- m [59], a distribuições generalizadas, como η - μ e κ - μ [60], ou ainda, por distribuições capazes de incorporar aspectos não estacionários do canal, como apresentado em [61].

Além de seletivo e não-seletivo em frequência, o desvanecimento multi-percurso pode ser classificado quanto à velocidade com a qual o ganho do canal varia. Assim, ao se definir o tempo de coerência do canal como o intervalo no qual uma série temporal contém amostras do canal fortemente correlacionadas, pode-se classificar o desvanecimento como lento se esse tempo de coerência for maior ou igual a um intervalo de sinalização. Em outras palavras, o ganho do canal sofre pouca, ou nenhuma, variação ao longo da duração de ao menos um pulso transmitido. Por outro lado, se o tempo de coerência do canal for menor do que a duração de um pulso transmitido, o desvanecimento é classificado como rápido [55].

3.2 Desvanecimento em Larga Escala

Embora modelos empíricos sejam úteis, em canais sem fio a onda eletromagnética interage de diversas maneiras com o meio. Dessa forma, uma caracterização determinística é, em geral, difícil de ser obtida ou imprecisa. Assim, como previsto nos modelos de perda de percurso (*Path-Loss* – PL), a potência do sinal tende a diminuir com o aumento da distância entre o transmissor e o receptor. Além disso, a presença de obstáculos à onda eletromagnética, como relevo, edificações, eventos climáticos e a própria vegetação, é capaz de provocar uma diminuição na potência do sinal recebido capaz de durar alguns minutos ou até horas.

O afundamento da potência do sinal, também denominado sombreamento, geralmente ocorre de modo aleatório e, junto às perdas de percurso, representam os dois efeitos indesejáveis que compõem o desvanecimento em larga escala. Dessa forma, o coeficiente de desvanecimento em larga escala pode ser escrito como [8]

$$\beta = 10^{\frac{\mathcal{P}}{10}} \mathcal{S}, \quad (3.2)$$

em que \mathcal{S} é uma variável aleatória representando o sombreamento e \mathcal{P} é uma grandeza determinística que denota a perda de percurso em dB.

A variável aleatória que descreve o sombreamento é comumente caracterizada por meio das distribuições Log-Normal ou Gama [62, 63]. Entretanto, algumas distribuições

capazes de modelar simultaneamente o sombreamento e o desvanecimento em pequena escala têm surgido.

Por exemplo, uma extensão à distribuição K generalizada (*Extended Generalized K* – EGK) para a modelagem do desvanecimento composto em canais de ondas milimétricas é apresentada em [64]. Nesse trabalho, é mostrado como a distribuição EGK pode ser utilizada para modelar distribuições mais simples, como Nakagami- m e Weibull. Por outro lado, o uso da distribuição Nakagami- m /Log-Normal para a modelagem de canais com múltiplos percursos e sombreamento é discutido em [63]. Nesse trabalho, o modelo de desvanecimento proposto é utilizado no cálculo de aproximações para a probabilidade de erro de símbolos (*Symbol Error Probability* – SEP) para esquemas de modulação M_m -PAM (*M_m -ary Pulse Amplitude Modulation*) e M_m -PSK (*M_m -ary Phase Shift Keying*), as quais são avaliadas para diferentes condições do canal.

Recentemente, o modelo de desvanecimento composto Beaulieu-Xie sombreado (*Shadowed Beaulieu-Xie* – SBX) ganhou bastante visibilidade por ser uma alternativa a modelos mais simples. Em [65], os autores partem do modelo Beaulieu-Xie (BX), o qual afirmam ser uma alternativa aos modelos Rice, Rayleigh e Nakagami- m . Nesse trabalho, os autores assumem que a componente especular do modelo BX flutua de acordo com uma variável aleatória com distribuição Nakagami- m e desenvolvem o modelo SBX. O modelo proposto é então utilizado para caracterizar dados experimentais obtidos na faixa de 28 GHz.

Para o PL, por sua vez, é possível citar modelos de perda de percurso teóricos como os modelos de Friis [66] e de dois raios [67], além de modelos empíricos, como o Hata-COST231 [68], COST231 Walfish-Ikegami [43] utilizados para descrever áreas urbanas com LoS e áreas urbanas com ou sem LoS, respectivamente, ou modelos mais apropriados para ondas milimétricas, como *Close-in* e Alfa-Beta-Gama (ABG) [69].

3.3 Características do Modelo de Desvanecimento Utilizado no Trabalho

A escolha apropriada dos modelos de desvanecimento depende das características do sistema e do canal simultaneamente. Por exemplo, é assumido o uso de apenas uma frequência central da portadora e que a largura de banda de coerência do canal é menor do que a largura de banda do pulso transmitido por essa portadora. Assim, para o desvanecimento em pequena escala, adotou-se um modelo não-seletivo em frequência.

3.3.1 Características do desvanecimento em pequena escala

Se o sistema opera em um canal com desvanecimento não-seletivo em frequência e as variações do ganho complexo do canal são caracterizadas por meio de um processo Gaussiano circular simétrico estacionário cujas componentes exibem médias nulas, ou seja $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, a envoltória e a fase do canal podem ser caracterizadas, respectivamente, por distribuições Rayleigh e uniforme [55].

A função densidade de probabilidade (*Probability Density Function* – PDF) da envoltória do desvanecimento caracterizado por meio de uma distribuição de Rayleigh pode ser escrita como [55]

$$p_h(x) = \frac{2x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{\sigma^2}}, \quad \text{para } x > 0, \quad (3.3)$$

em que σ^2 representa o segundo momento de h , e a fase θ do desvanecimento para o mesmo modelo apresenta PDF dada por [55]

$$p_\theta(x) = \frac{1}{2\pi}, \quad \text{para } -\pi \leq x \leq \pi. \quad (3.4)$$

Alternativamente, se o sistema opera em um canal com desvanecimento plano, e as componentes real e imaginária do ganho complexo do canal são caracterizadas por distribuições gaussianas simétricas com segundo momento σ^2 e de médias não nula μ_r e μ_i , respectivamente, a envoltória e a fase do canal podem ser caracterizadas pela distribuição de Rice, com PDF dada por [55]

$$p_h(x) = \frac{2x}{\sigma^2} I_0 \left(2x \frac{p}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{x^2+p^2}{\sigma^2}}, \quad \text{para } x > 0, \quad (3.5)$$

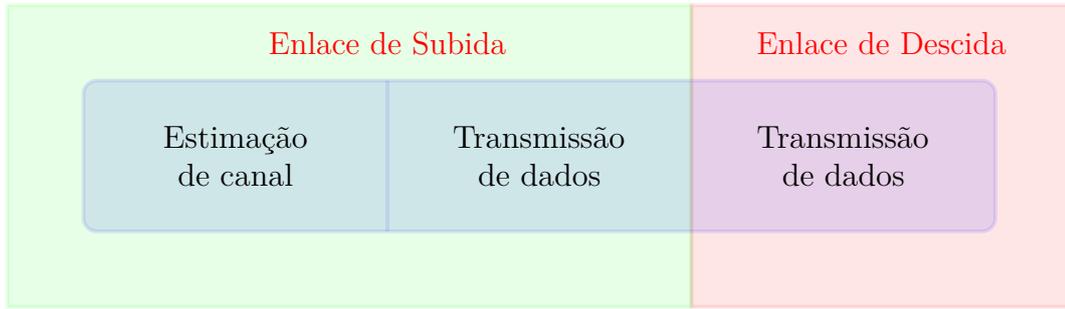
em que $p = \sqrt{\mu_i^2 + \mu_r^2}$ e $I_0(\cdot)$ representa a função de Bessel modificada de primeira espécie.

A presença de uma componente LoS, característica presente em modelos como o de Rice, imprime uma fase preferencial ao ganho complexo do sinal, reduzindo o esforço na recuperação da fase do sinal recebido. Por outro lado, em cenários caracterizados pela ausência da componente LoS, são observados maiores oscilações no ganho complexo do sinal, impondo, em geral, um desempenho inferior aos sistemas operando nesses cenários.

Adicionalmente, considera-se um desvanecimento em pequena escala com forte correlação temporal, de modo que as variações do ganho do canal são assumidas inexistentes, ou desprezíveis, ao longo de um tempo de coerência equivalente a τ_s símbolos transmitidos ou ao longo de um quadro enviado.

O quadro está estruturado em três partes. A primeira e a segunda parte, no enlace de subida, são dedicadas à estimação de canal utilizando símbolos pilotos e à transmissão de dados, respectivamente, e a terceira parte é dedicada à transmissão de dados no enlace de descida, conforme apresentado na Figura 3.1.

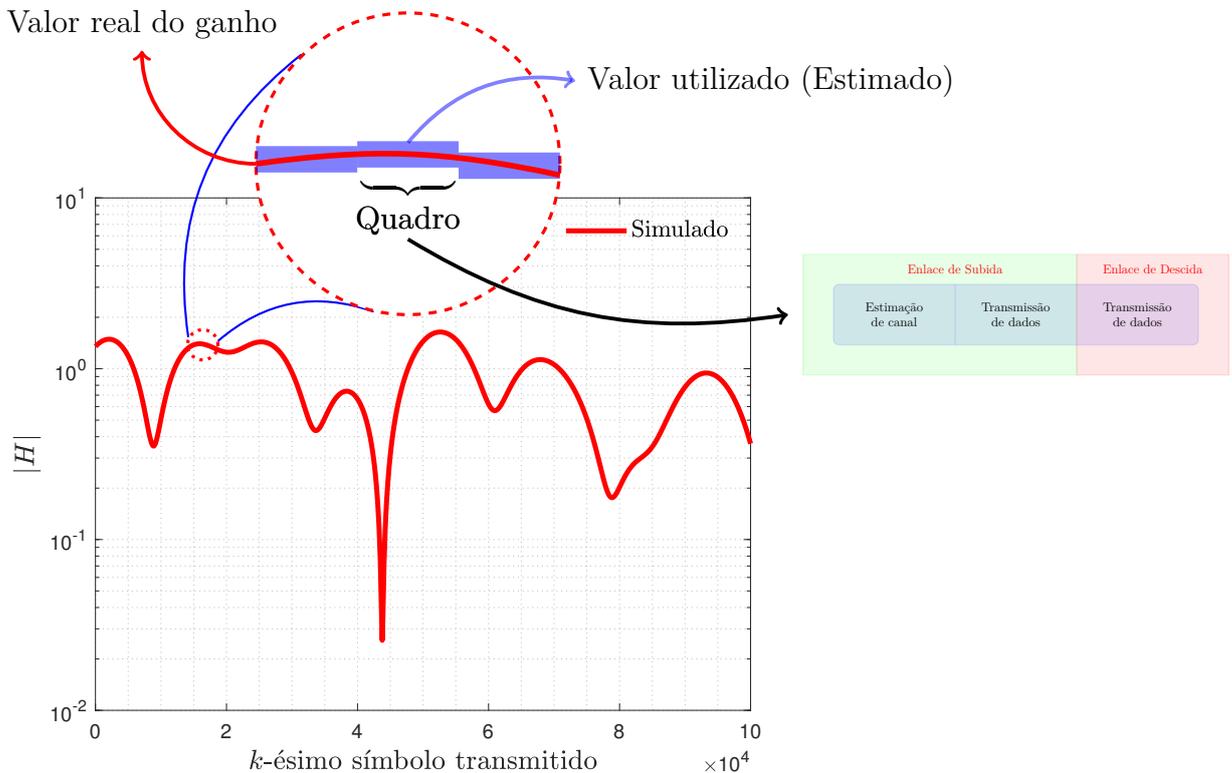
Figura 3.1 – Estrutura do quadro para o cenário CF.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A assunção de desvanecimento lento assegura a reciprocidade do canal no enlace de subida e de descida. Em outras palavras, as informações acerca do ganho de canal obtidas na etapa de estimação piloto permanecem válidas ao longo de todo aquele quadro, conforme apresentado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Série temporal do módulo do ganho do canal em função dos símbolos transmitidos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Além do desvanecimento em pequena escala, assume-se um desvanecimento em larga escala constante por τ_q quadros transmitidos, no qual o sombreamento é caracterizado por uma variável aleatória Log-Normal e as perdas de percurso são descritas pelos modelos

Hata-COST231 [68] ou ABG [70]. Na Tabela 3.1, são apresentados os valores de τ_s e τ_q adotados no presente trabalho.

Tabela 3.1 – Valores de tempos de coerência adotados no trabalho.

Tempo de coerência	Número de símbolos	Número de quadros
τ_s	200	1
τ_q	8000	40

Fonte: [14].

3.3.2 Modelo de Perda de Percurso Hata-COST231

No modelo Hata-COST231, a expressão que descreve a atenuação do sinal com a distância pode ser escrita como [68]

$$\mathcal{P}(d) = \begin{cases} -\mathcal{L} - 35 \log_{10}(d), & \text{se } 50 < d \\ -\mathcal{L} - 15 \log_{10}(50) - 20 \log_{10}(d), & \text{se } 10 < d \leq 50 \\ -\mathcal{L} - 15 \log_{10}(50) - 20 \log_{10}(10), & \text{se } 10 \geq d \end{cases} \quad [\text{dB}], \quad (3.6)$$

em que

$$\begin{aligned} \mathcal{L} = & 46,3 + 33,9 \log_{10}(f) - 13,82 \log_{10}(h_{AP}) \\ & - 1,1 h_{UE} \log_{10}(f) - 0,7 h_{UE} + 1,56 \log_{10}(f) - 0,8 \quad [\text{dB}], \end{aligned} \quad (3.7)$$

d representa a distância entre as antenas do transmissor e do receptor em metros, f a frequência de operação do sistema em MHz e h_{AP} e h_{UE} representam, respectivamente, as alturas das antenas do AP e do UE, também em metros.

O efeito do sombreamento pode ser modelado por uma variável aleatória com distribuição Log-Normal, de modo que [55]

$$\mathcal{S} = \begin{cases} 1, & \text{se } d < 50 \\ 10^{\frac{z}{10}}, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (3.8)$$

em que $z \sim \mathcal{N}(0, \sigma_S^2)$ com o desvio padrão do sombreamento $\sigma_S = 8$ dB. Dessa forma, no modelo Hata-COST231, observa-se que não há sombreamento entre AP e UE quando $d < 50$ m.

3.3.3 Modelo de Perda de Percurso Alfa-Beta-Gama

No modelo ABG, a expressão que descreve a atenuação do sinal com a distância é dada por [70]

$$\mathcal{P}(d) = 10A \log_{10}(d) + B + 10G \log_{10}(f) + \mathcal{S} \quad [\text{dB}], \quad (3.9)$$

em que f denota a frequência em GHz, S o sombreamento e d a distância entre o receptor e o transmissor em metros.

Os coeficientes A , B e G , na condição com LoS e sem linha de visada (*Non-Line-of-Sight* – NLoS), são obtidos a partir de medições e podem ser encontrados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros utilizados no trabalho.

	f (GHz)	d (m)	A	B (dB)	G	σ_S (dB)
Macro Célula (LoS)	2 a 73,5	58 a 930	2,8	11,4	2,3	4,1
Macro Célula (NLoS)	2 a 73,5	45 a 1429	3,3	17,6	2	9,9

Fonte: [70].

Além disso, as alturas dos APs e UEs e a faixa de frequência adotadas ao longo do trabalho estão dispostos na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Parâmetros utilizados no trabalho.

Parâmetro	Valor
Frequência da Portadora (f)	1,9 a 73,5 GHz
h_{AP}	15 m
h_{UE}	1,65 m

Fonte: [8, 70].

3.4 Desvanecimento Global

A partir dos modelos de desvanecimento em pequena escala e larga escala, que, por sua vez, incorporam as perdas de percurso e o sombreamento, é possível definir o desvanecimento global complexo entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE como

$$g_{mk} = \beta_{mk}^{\frac{1}{2}} h_{mk}, \quad (3.10)$$

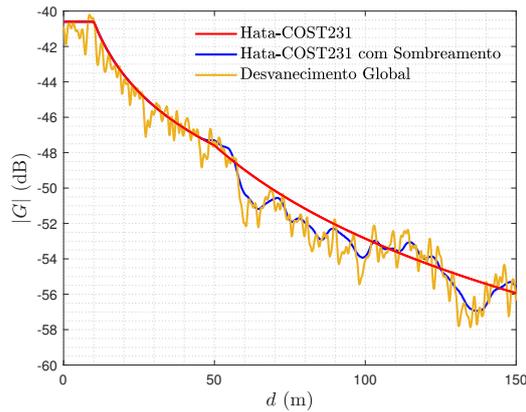
em que β_{mk} representa o efeito conjunto do PL e do sombreamento, dado pela Expressão 3.2, e h_{mk} o desvanecimento em pequena escala.

Embora o sombreamento e o desvanecimento em pequena escala sejam efeitos variantes no tempo, devido às suas diferentes naturezas, as velocidades de suas variações podem ser muito distintas. Assim, considerando um cenário de baixa mobilidade, é assumido que, apesar de permanecer constante ao longo de τ_s , o ganho do canal varia de forma decorrelacionada entre quadros adjacentes.

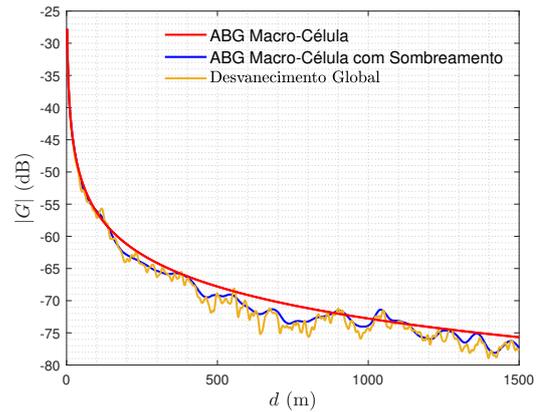
Nas Figuras 3.3a e 3.3b, são apresentadas funções amostras do módulo do ganho do canal em função da distância para os modelos de perda de percurso Hata-COST231 e ABG

na configuração macro-célula urbana, respectivamente. Os parâmetros utilizados estão em concordância com os dispostos nas Tabelas 3.2 e 3.3. Nessas figuras, observam-se as perdas com a distância, o afundamento na média das perdas devido à inclusão do sombreamento e a rápida flutuação do módulo do ganho instantâneo em decorrência do desvanecimento em pequena escala para ambos os modelos.

Figura 3.3 – Amostra de desvanecimento global em função da distância.



(a) Hata-COST231 e desvanecimento Rayleigh.



(b) ABS e desvanecimento Rice.

Fonte: Elaborada pelo autor.

3.5 Considerações Finais

Neste capítulo, são apresentadas as características dos modelos de desvanecimento em pequena e larga escala que compõem o desvanecimento global considerado neste trabalho. Foram justificados aspectos como não-seletividade em frequência e tempo de coerência do modelo de desvanecimento em pequena escala, assim como o modelo de perda de percurso, o sombreamento e a velocidade da variação do desvanecimento em larga escala adotados.

4 Caracterização do Sinal Recebido na Ausência de Componentes LoS

Após definidas as características dos desvanecimentos de pequena e larga escala, apresentadas no Capítulo 3, é possível descrever um modelo de sinal recebido simplificado para o sistema CF considerando ausência de componentes LoS nos enlaces entre um determinado UE e todos os APs que o servem, assumindo estimação perfeita do ganho do canal nesses enlaces. A utilização da representação simplificada possibilita o cálculo de métricas úteis para quantificar o desempenho do sistema.

Assim, neste capítulo são caracterizados matematicamente o desvanecimento efetivo e a interferência multiusuário do modelo simplificado de sinal recebido por cada UE. São também fornecidos resultados numéricos obtidos por meio de simulações de Monte-Carlo e comparada a aderência das expressões obtidas aos resultados amostrais.

4.1 Modelo Simplificado para o Sinal no Enlace de Descida

Uma forma alternativa de representar o sinal recebido pelo k -ésimo UE no enlace de descida, pode ser obtida reescrevendo a Expressão 2.4 como

$$\begin{aligned}
 r_k &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^K \eta_{mj}^{1/2} g_{mk} \hat{g}_{mj}^* q_j + w_k \\
 &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} g_{mk} \hat{g}_{mk}^* q_k + \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \eta_{mj}^{1/2} g_{mk} \hat{g}_{mj}^* q_j + w_k \\
 &= \alpha_k q_k + \zeta_k + w_k,
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

em que

$$\alpha_k = \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} g_{mk} \hat{g}_{mk}^* \tag{4.2}$$

representa o ganho do canal afetando o símbolo transmitido e

$$\zeta_k = \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \eta_{mj}^{1/2} g_{mk} \hat{g}_{mj}^* q_j \tag{4.3}$$

a interferência experimentada pelo k -ésimo UE em decorrência dos $K - 1$ demais usuários presentes no sistema. Note que, quando o sistema estiver transmitindo para apenas um usuário, $\zeta_k = 0$.

4.1.1 Caracterização do Ganho do Canal

Se for considerada estimação perfeita do ganho do canal e sabendo que $g_{mk} = \beta_{mk}^{1/2} h_{mk}$, é possível reescrever α_k como

$$\begin{aligned}\alpha_k &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} |g_{mk}|^2 \\ &= \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} \sqrt{\rho_d} \beta_{mk} |h_{mk}|^2 \\ &= \sum_{m=1}^M |U_{mk}|^2,\end{aligned}\tag{4.4}$$

em que $U_{mk} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{mk})$, com $\sigma_{mk} = \eta_{mk}^{1/2} \rho_d^{1/2} \beta_{mk}$. Dessa forma, α_k pode ser caracterizada por uma variável aleatória com distribuição GCS com PDF dada por [71]

$$p_{\alpha_k}(x) = \sum_{m=1}^M \frac{e^{-\frac{x}{\sigma_{mk}}}}{\sigma_{mk} \prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}}\right)} u(x),\tag{4.5}$$

em que $u(x)$ representa a função degrau unitário.

Deve-se notar que, devido à assunção de estimação perfeita do canal, a pré-codificação elimina a parte imaginária do ganho aleatório imposto ao sinal recebido. Portanto, sob essas condições, o modelo não promove alterações na fase do sinal.

Além da variação aleatória sofrida pelo sinal transmitido e do ruído AWGN, inerente a todo sistema de comunicações, a interferência multiusuários, caracterizada por ζ_k , representa um efeito degradante adicional do sistema.

4.1.2 Caracterização da Interferência Multiusuário

Embora a assunção de estimação perfeita do ganho do canal tenha possibilitado o desenvolvimento de uma expressão exata para a PDF de α_k , para ζ_k , devido à soma de produtos de variáveis independentes não-identicamente distribuídas (*Independent and non-Identically Distributed* – INID) que a compõe, faz-se necessário o uso do LCLT para o desenvolvimento de uma distribuição para caracterizar seu comportamento. O LCLT fornecer uma expressão aproximada para a PDF de ζ_k , que converge para uma variável gaussiana à medida que número de termos em sua soma cresce. Assim, como no cenário CF é previsto um número elevado de APs e UEs, o número de termos na soma que compõe ζ_k é $M(K-1)$, garantindo uma boa aderência para o resultado apresentado a partir do LCLT.

O LCLT assegura que, dada uma sequência de variáveis aleatórias INID x_i com médias μ_i e variâncias σ_i^2 , se [72]

$$L = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} \right)^\delta \sum_{i=1}^n \mathbb{E} \left[|x_i - \mu_i|^{2+\delta} \right] \rightarrow 0,\tag{4.6}$$

para um dado valor de $\delta > 0$, então

$$\sum_{i=1}^n (x_i - \mu_i) \sim \mathcal{N} \left(0, \frac{1}{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} \right). \quad (4.7)$$

Assim, sabendo que a parte real de ζ_k é dada por

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\zeta_k) &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \eta_{mj}^{1/2} \left\{ \operatorname{Re}(g_{mk}) \left[\operatorname{Re}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Re}(q_j) - \operatorname{Im}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Im}(q_j) \right] \right\} \\ &\quad - \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \eta_{mj}^{1/2} \left\{ \operatorname{Im}(g_{mk}) \left[\operatorname{Re}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Im}(q_j) + \operatorname{Im}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Re}(q_j) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (4.8)$$

assumindo que os usuários estão distantes o suficiente, de modo que as componentes envolvendo g_{mk} e \hat{g}_{mj}^* são independentes duas a duas $\forall k \neq j$, que todas as componentes do sinal de informação q_i são, por natureza, independentes dos efeitos introduzidos pelo canal $\forall i$, assumindo sinalização simétrica com componentes independentes, ou seja, $E[\operatorname{Re}(q)] = E[\operatorname{Im}(q)] = 0$, $E[\operatorname{Re}(q) \operatorname{Im}(q)] = E[\operatorname{Re}(q)] E[\operatorname{Im}(q)] = 0$ e $E[\operatorname{Re}^2(q)] = E[\operatorname{Im}^2(q)] = \sigma_q^2/2$, então

$$\begin{aligned} \mu_i &= \sqrt{\rho_d} \eta_{mj}^{1/2} E \left[\operatorname{Re}(g_{mk}) \left\{ \operatorname{Re}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Re}(q_j) - \operatorname{Im}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Im}(q_j) \right\} \right] \\ &\quad - \sqrt{\rho_d} \eta_{mj}^{1/2} E \left[\operatorname{Im}(g_{mk}) \left\{ \operatorname{Re}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Im}(q_j) + \operatorname{Im}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Re}(q_j) \right\} \right] \\ &= 0, \quad \forall (k \neq j), \end{aligned} \quad (4.9)$$

pois todas as componentes de g_{mi} e \hat{g}_{mi}^* $\forall i$ são gaussianas com médias nulas, consequentemente, $E[\operatorname{Re}(\zeta_k)] = 0$.

Sabendo que a média da i -ésima componente de $\operatorname{Re}(\zeta_k)$ é nula, sua variância pode ser calculada por

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \rho_d \eta_{mj} E \left[\left\{ \operatorname{Re}(g_{mk}) \left[\operatorname{Re}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Re}(q_j) - \operatorname{Im}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Im}(q_j) \right] \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \operatorname{Im}(g_{mk}) \left[\operatorname{Re}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Im}(q_j) + \operatorname{Im}(\hat{g}_{mj}^*) \operatorname{Re}(q_j) \right] \right\}^2 \right]. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Contudo, em decorrência da independência envolvendo as variáveis que compõem ζ_k , a Expressão 4.10 pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \rho_d \eta_{mj} E \left[\operatorname{Re}^2(g_{mk}) \right] E \left[\operatorname{Re}^2(\hat{g}_{mj}^*) \right] E \left[\operatorname{Re}^2(q_j) \right] \\ &\quad + \rho_d \eta_{mj} E \left[\operatorname{Re}^2(g_{mk}) \right] E \left[\operatorname{Im}^2(\hat{g}_{mj}^*) \right] E \left[\operatorname{Im}^2(q_j) \right] \\ &\quad + \rho_d \eta_{mj} E \left[\operatorname{Im}^2(g_{mk}) \right] E \left[\operatorname{Re}^2(\hat{g}_{mj}^*) \right] E \left[\operatorname{Im}^2(q_j) \right] \\ &\quad + \rho_d \eta_{mj} E \left[\operatorname{Im}^2(g_{mk}) \right] E \left[\operatorname{Im}^2(\hat{g}_{mj}^*) \right] E \left[\operatorname{Re}^2(q_j) \right] \\ &= \frac{1}{2} \rho_d \eta_{mj} \beta_{mk} \beta_{mj} \sigma_q^2. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Assim, sabendo que a variância da soma de variáveis independentes x_i pode ser escrita como a soma da variância de cada termo σ_i^2 , pode-se mostrar que

$$\sigma_{\zeta_k}^2 = \frac{\sigma_g^2}{2} \rho_d \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \eta_{mj} \beta_{mk} \beta_{mj}. \quad (4.12)$$

Portanto, devido à simetria estatística entre as componentes real e imaginária de ζ_k e utilizando o LCLT, pode-se aproximar tanto $\text{Re}(\zeta_k)$ quanto $\text{Im}(\zeta_k)$ por variáveis aleatórias gaussianas de médias nulas e variâncias $\sigma_{\zeta_k}^2$. Adicionalmente, asseguradas as condições de convergência das variáveis $\text{Re}(\zeta_k)$ e $\text{Im}(\zeta_k)$, pode-se definir um novo modelo de ruído para o cenário CF. Dessa forma, se $n_k = \zeta_k + w_k$, com PDF dada por

$$p_{n_k}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_{\zeta_k}^2 + \sigma_{w_k}^2)}} \exp\left[-\frac{x^2}{2(\sigma_{\zeta_k}^2 + \sigma_{w_k}^2)}\right], \quad (4.13)$$

é possível reescrever a expressão que descreve o sinal recebido pelo k -ésimo usuário como

$$r_k = \alpha_k q_k + n_k. \quad (4.14)$$

4.2 Resultados

Nesta seção, é analisada a aderência entre os resultados obtidos por meio do ambiente de simulação aos resultados fornecidos pelas Equações 4.5, 4.6, 4.7 e 4.13. Para tal, é assumido um sistema CF e se adota estimação perfeita do ganho do canal. As variáveis aleatórias consideradas no modelo são todas gaussianas de médias nulas e independentes geradas pelo método de Monte Carlo. Além disso, é considerada a transmissão de 1×10^6 símbolos 16-QAM por cada AP. Por fim, é adotado o modelo Hata-COST231 para a caracterização da perda de percurso. Os demais parâmetros utilizados na simulação, quando não mencionados, estão dispostos na Tabela 4.1.

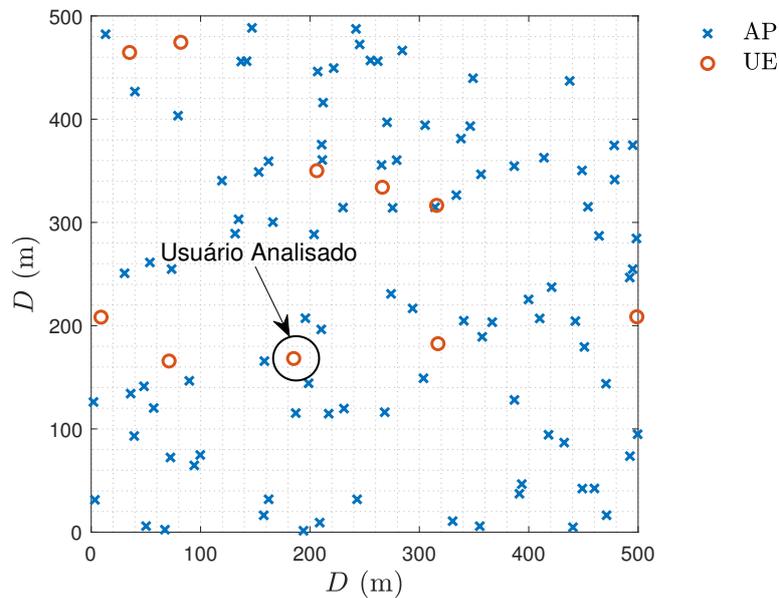
Tabela 4.1 – Parâmetros da Simulação.

Parâmetro	Valor
Largura de Banda (B)	20 MHz
Figura de Ruído (N_f)	9 dB
d_0 , d_1 e D	0, 50 e 500 m
ρ_d	200 mW

Fonte: [8].

Na Figura 4.1 é apresentada uma realização de um sistema CF no qual 100 APs e 10 UEs foram posicionados de forma aleatória segundo uma distribuição uniforme bidimensional. Os resultados analisados tomam como base o UE destacado nesta figura.

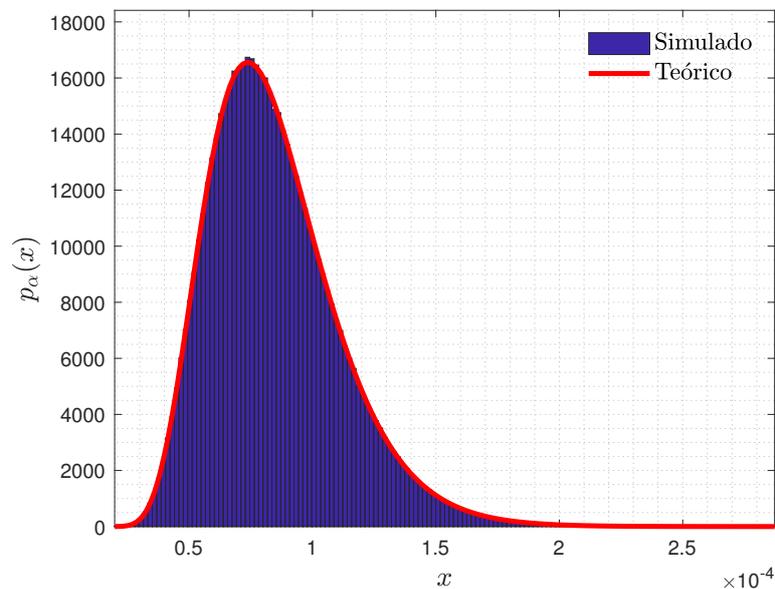
Figura 4.1 – Possível posição dos APs e UEs em um cenário CF.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.2, por sua vez, pode-se verificar a forte aderência entre os resultados simulados e descritos pela Expressão 4.5, referentes ao cenário apresentado na Figura 4.1. Deve-se mencionar que, a distribuição GCS, utilizada para caracterizar α_k , foi obtida de forma exata. Dessa forma, é esperada uma boa aderência entre os resultados teóricos e simulados, independente do número de APs.

Figura 4.2 – Comportamento da PDF do ganho do canal experimentado pelo usuário em destaque.

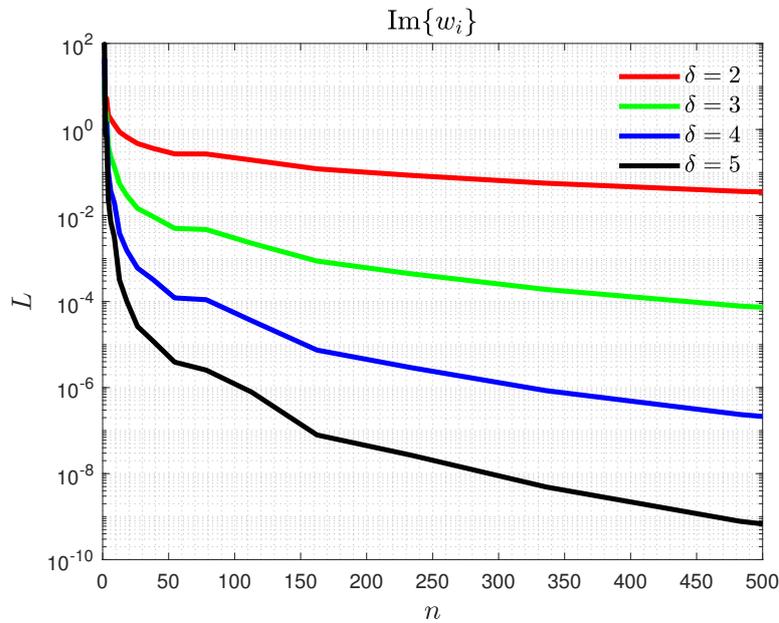


Fonte: Elaborada pelo autor.

A Expressão 4.5 representa a PDF do ganho do canal dado o conhecimento prévio do coeficiente do desvanecimento em larga escala. Na prática, o sombreamento e a perda de percurso apresentam uma variação lenta quando comparados com o ganho instantâneo do canal facilitando sua estimação, o que viabiliza o uso da Expressão 4.5. Além disso, o desenvolvimento de uma expressão capaz de incorporar, simultaneamente, os efeitos impostos pelos desvanecimentos em pequena e larga escala necessitaria do ponderamento da Expressão 4.5 pelas PDFs dos sombreamentos provenientes dos M percursos percorridos pelos sinais.

Embora tenha sido possível o desenvolvimento de uma expressão teórica na forma exata para a PDF do ganho do canal, como descrito pela Expressão 4.5 e apresentado na Figura 4.2, para a interferência ζ_k foi necessária a utilização do LCLT. Contudo, para a sua aplicação, o LCLT necessita obedecer à condição descrita pela Expressão 4.6. Assim, com a finalidade de atestar a condição de convergência exigida pelo LCLT, a Figura 4.3 apresenta, por meio de simulação, o valor de L em função do número de termos somados para diferentes valores de δ . Como pode ser observado, o resultado simulado garante a condição necessária à aplicação do LCLT com $L \rightarrow 0$ para $\delta > 0$, por exemplo, mesmo cenários esparsos com $K = 6$ e $M = 10$, produzindo um $n = (K - 1)M = 50$, é observado $L < 10^{-4}$ para $\delta = 5$.

Figura 4.3 – Condição para a aplicação do LCLT, dada pela Expressão 4.6, assumindo $n = (K - 1)K$ e diferentes valores de K e M .

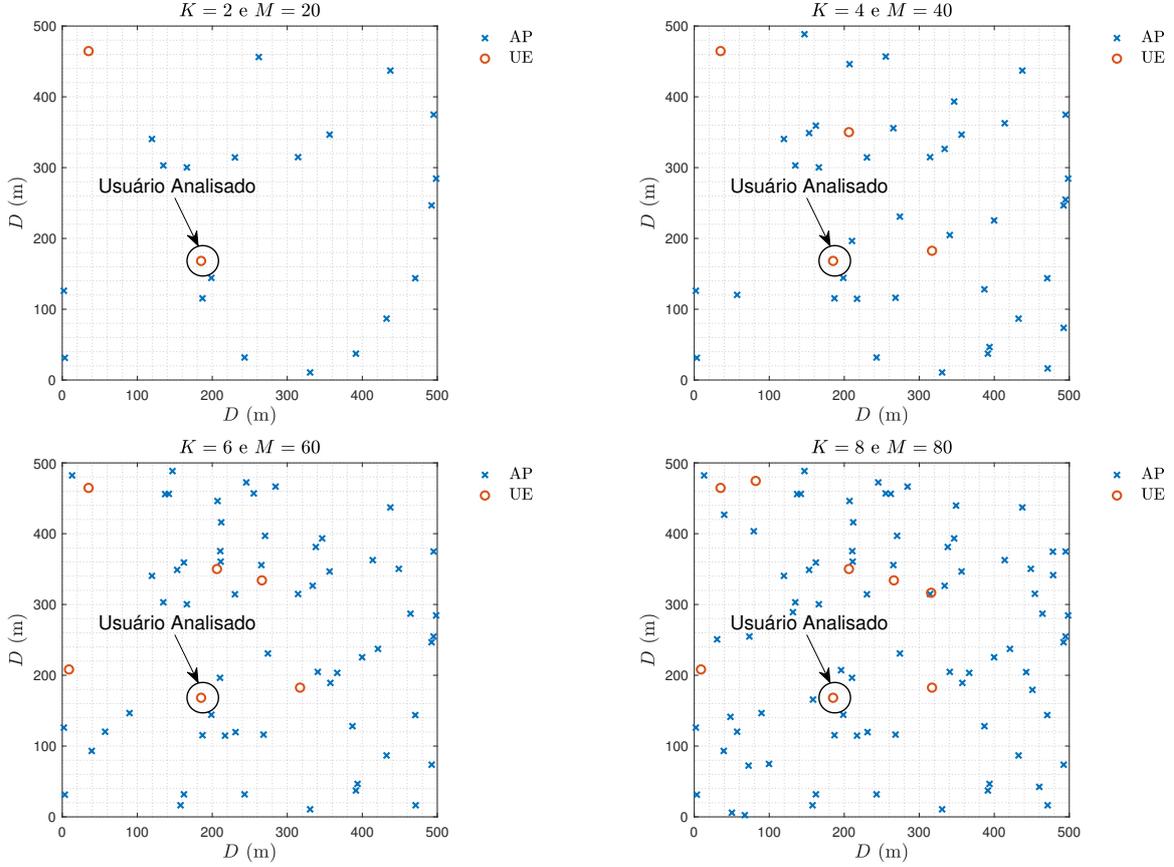


Fonte: Elaborada pelo autor.

O próximo grupo de figuras é apresentado para demonstrar a convergência prática do LCLT em função do número de UEs e APs. Para tal, quatro subgrupos de APs e UEs são retirados arbitrariamente do cenário apresentado na Figura 4.1, contudo, mantendo-se

o usuário sob análise e preservando a razão AP/UE, conforme apresentado na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Possíveis distribuições de APs e UEs em um cenário CF.



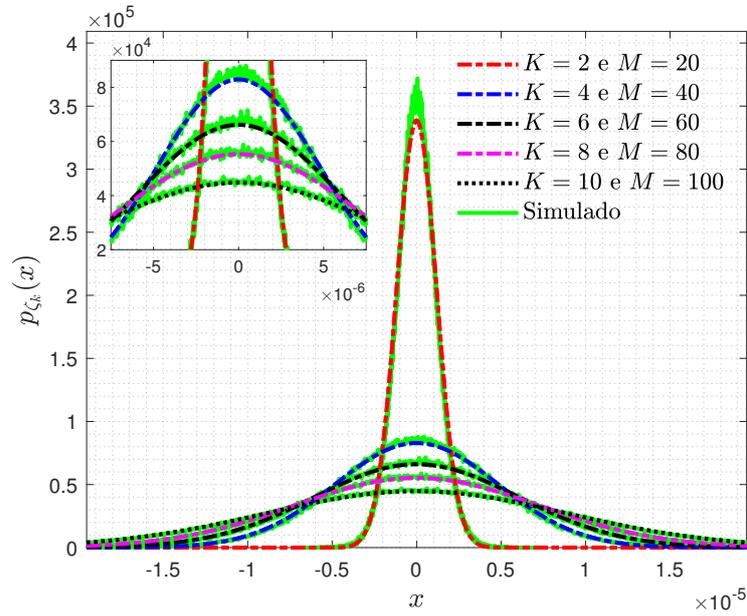
Fonte: Elaborada pelo autor.

O LCLT assegura que as partes real e imaginária de ζ_k podem ser caracterizadas por meio de uma variável aleatória com distribuição gaussiana de média nula e variância $\sigma_{\zeta_k}^2$ à medida que os números de termos na soma que compõe $\text{Re}(\zeta_k)$ e $\text{Im}(\zeta_k)$ aumentam. Contudo, deve-se lembrar que, no cenário CF, os números de termos nessas somas são iguais a $M(K - 1)$.

Considerando o cenário com menor densidade de APs e UEs, ou seja, $M = 20$ e $K = 2$, já se observa uma boa aderência entre as curvas teóricas e simuladas. Além disso, à medida que os números de APs e UEs aumentam, dois efeitos podem ser verificados, uma melhor aderência entre as curvas teóricas e simuladas devido à convergência do LCLT e o aumento da potência de $\text{Re}(\zeta_k)$ devido ao incremento do número de usuários, evidenciado pelo alargamento dos lóbulos de suas PDFs, como pode ser observado na Figura 4.5.

Como esperado, o aumento do número de APs no cenário, considerando uma área de mesma dimensão, como apresentado nas Figuras 4.1 e 4.4, produz um efeito benéfico no sistema CF. Como pode ser observado na Figura 4.6, o aumento do número de APs aumenta a média do ganho do canal, resultando, por exemplo, em uma menor probabilidade

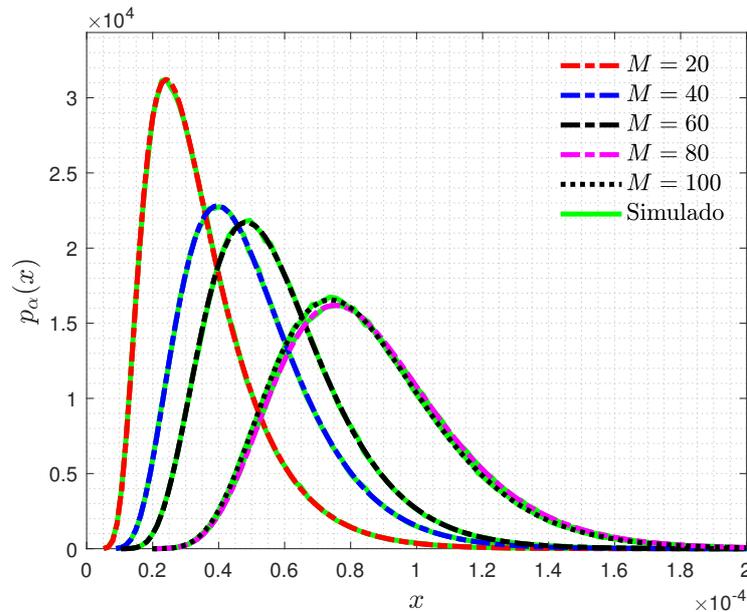
Figura 4.5 – Comportamento da PDF da interferência ζ_k experimentada pelo usuário em destaque para diferentes números de UEs e APs.



Fonte: Elaborada pelo autor.

de interrupção pois a SNR instantânea é diretamente proporcional ao quadrado do ganho do canal.

Figura 4.6 – Comportamento da PDF do ganho do canal experimentado pelo usuário em destaque para diferentes números de APs.

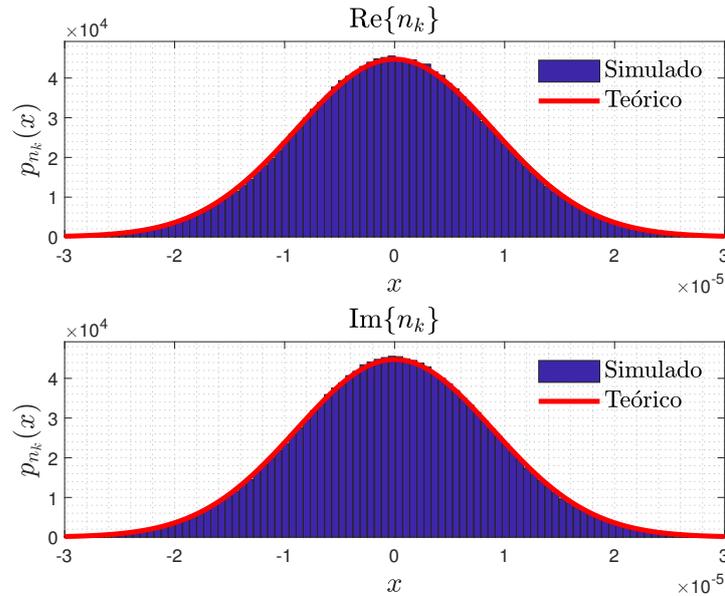


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 4.7 são apresentadas as partes real e imaginária do ruído n_k considerando

o cenário apresentado na Figura 4.1. Como mencionado, devido ao elevado número de APs e UEs presentes em um típico sistema CF, é esperada uma rápida convergência na soma das variáveis aleatórias que compõem a interferência ζ_k , o que implica também em uma rápida convergência de n_k , como observado na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Comportamento da FDP do ruído n_k experimentado pelo usuário em destaque em um cenário com 100 APs e 10 UEs.



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3 Considerações Finais

Neste capítulo foi apresentado um modelo simplificado para o sinal recebido pelo k -ésimo usuário no modelo CF. Mostrou-se que o ganho do canal apresentou aderência ao modelo proposto, independente do número de APs que serve o usuário de interesse e que, apesar da dependência da interferência ζ_k com os números de APs e UEs, sua distribuição de probabilidade convergiu rapidamente para a distribuição proposta pelo LCLT no cenário CF. O modelo simplificado de sinal recebido possibilita, por exemplo, o cálculo da BEP, OP e ECC, que fornecem métricas passíveis de uso na otimização do sistema.

5 Análise de Desempenho do Modelo *Cell-free* na Ausência de Componente LoS

Neste capítulo, são derivadas métricas com a finalidade de mensurar o desempenho de um sistema CF a partir do modelo de canal simplificado descrito no Capítulo 4. Para isso, inicialmente é apresentado o conceito de SNR instantânea adotado, apresentando sua PDF, função densidade cumulativa (*Cumulative Density Function* – CDF) e valor médio. Posteriormente, utilizando o conceito de SNR instantânea descrito, são derivadas expressões para a ECC e OP de um determinado usuário. A validação dos resultados obtidos é feita a partir de simulações de Monte Carlo, considerando diferentes configurações do cenário CF.

5.1 Relação Sinal-Ruído mais Interferência Instantânea e sua PDF

A SNR é uma importante métrica em sistemas de comunicações, sendo utilizada, por exemplo, em técnicas de modulação adaptativa [73] ou detecção de usuários para utilização em rádio cognitivo [74].

A SNR é definida como a razão entre a potência do sinal e a potência do ruído na unidade receptora. Dessa forma, embora a potência do ruído possa ser calculada a partir dos parâmetros do sistema ou de constantes físicas, como descrito na Expressão 2.5, o ganho do sinal varia em decorrência dos efeitos introduzidos pelo canal de comunicações, e parâmetros como tempo de coerência do canal influenciam a escolha da técnica de estimação de SNR. Por exemplo, em [75] e [76] são utilizadas técnicas cegas (*Non-Data Aided* – NDA) para estimação de SNR em canais com desvanecimento rápido, que também podem ser aplicadas em desvanecimento lento.

Embora os estimadores de SNR sejam capazes de prever a SNR média na janela de observação das amostras do sistema, eles não fornecem informações acerca do comportamento dessa SNR para múltiplas janelas de observação. Essa informação adicional pode ser obtida, por exemplo, a partir da PDF da SNR do sistema.

Como foi possível mostrar que a interferência, assim como o ruído, pode ser caracterizada por meio de distribuições gaussianas simétricas e independentes, cuja soma resulta em uma nova variável aleatória com distribuição gaussiana, é possível definir, em decorrência da assunção de desvanecimento lento e canal recíproco, a SINR instantânea como o valor médio da SINR em um determinado quadro recebido. Além disso, devido à natureza dos canais de comunicações observados no modelo CF, é esperado que a SNR varie de forma aleatória a cada quadro recebido. Dessa forma, ao analisar a Expressão 4.14,

é possível escrever a SINR instantânea como

$$\begin{aligned}\gamma_k &= \alpha_k^2 \frac{\mathbb{E} [|q_k|^2]}{\mathbb{E} [|n_k|^2]} \\ &= \alpha_k^2 \gamma_{q_k},\end{aligned}\quad (5.1)$$

em que

$$\gamma_{q_k} = \frac{\sigma_q^2}{2(\sigma_{\zeta_k}^2 + \sigma_{w_k}^2)} \quad (5.2)$$

e a SINR média é dada por

$$\begin{aligned}\bar{\gamma}_k &= \mathbb{E} [|\alpha_k|^2] \frac{\mathbb{E} [|q_k|^2]}{\mathbb{E} [|n_k|^2]} \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{2\gamma_{q_k} \sigma_{mk}^2}{\prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}}\right)}.\end{aligned}\quad (5.3)$$

A PDF da SINR instantânea pode ser calculada a partir da transformação da variável aleatória, dada pela Expressão 5.1, sobre a variável aleatória α_k com PDF dada pela Expressão 4.5. Assim,

$$\begin{aligned}p_{\gamma_k}(y) &= \frac{p_{\alpha_k}(x)}{|dy/dx|} \Big|_{x=f^{-1}(y)} \\ &= \frac{p_{\alpha_k}\left(\sqrt{\frac{y}{\gamma_{q_k}}}\right)}{2\sqrt{y}\sqrt{\gamma_{q_k}}} \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{\exp\left(-\frac{\sqrt{y}}{\sigma_{mk}\sqrt{\gamma_{q_k}}}\right)}{2\sigma_{mk}\sqrt{y}\sqrt{\gamma_{q_k}} \prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}}\right)} u(y),\end{aligned}\quad (5.4)$$

em que $u(y)$ representa a função degrau unitário.

A PDF da SNR instantânea de um determinado modelo de comunicações possibilita o desenvolvimento matemático de algumas métricas importantes para a quantificação e qualificação desse modelo, como por exemplo, ECC, OP e BEP ou SEP. Estas métricas, por sua vez, podem ser utilizadas por algoritmos para otimizar o sistema.

5.2 Probabilidade de Interrupção do k -ésimo Usuário e por Usuário

A OP pode ser definida como a probabilidade da γ_k estar abaixo de um determinado limiar γ_{th} . Dessa forma, utilizando a PDF da SINR instantânea, dada pela Expressão 5.4, a probabilidade de interrupção pode ser calculada como

$$P_{\gamma_k}(\gamma_{th}) = \int_{-\infty}^{\gamma_{th}} p_{\gamma_k}(y) dy. \quad (5.5)$$

Assim,

$$\begin{aligned} P_{\gamma_k}(\gamma_{th}) &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{2\sigma_{mk}\sqrt{\gamma_{q_k}} \prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}}\right)} \int_0^{\gamma_{th}} \frac{1}{\sqrt{y}} \exp\left(-\frac{\sqrt{y}}{\sigma_{mk}\sqrt{\gamma_{q_k}}}\right) dy \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{\prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}}\right)} \left[1 - \exp\left(-\frac{\sqrt{\gamma_{th}}}{\sigma_{mk}\sqrt{\gamma_{q_k}}}\right)\right]. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Assumindo que no período de observação não há adição, ou remoção, de UEs no sistema, preservando os níveis de interferência experimentados pelos K UEs, a probabilidade de interrupção por usuário pode ser calculada como

$$P_{\gamma}(\gamma_{th}) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_{\gamma_k}(\gamma_{th}). \quad (5.7)$$

5.3 Capacidade Média do Canal no k -ésimo Usuário e no Sistema

Calcular a capacidade de um determinado canal, em geral, não é uma tarefa elementar, pois tal grandeza depende da natureza da fonte entregue ao canal. Assim, uma prática comum é considerar uma fonte com natureza gaussiana pois essa é capaz de maximizar a informação mútua entre a entrada e a saída do canal em um canal contaminado por ruído AWGN. Sob essa assunção, a capacidade de um canal limitado em banda com restrição de potência, normalizada pela banda de transmissão, pode ser expressa por [55]

$$C_k(\gamma_k) = \log_2(1 + \gamma_k), \quad (5.8)$$

em que γ_k representa a SINR instantânea em cada quadro transmitido, dada pela Expressão 5.1.

Como é mostrado na Seção 5.1, γ_k é uma variável aleatória com PDF dada pela Expressão 5.4. Assim, a capacidade média do canal para o k -ésimo usuário pode ser calculada tomando a média da Expressão 5.8 pela PDF da SINR. Dessa forma, tem-se

$$\begin{aligned} \bar{C}_k &= \int_{-\infty}^{\infty} C_k(y) p_{\gamma_k}(y) dy \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{2\sigma_{mk}\sqrt{\gamma_{q_k}} \prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}}\right)} \int_0^{\infty} \frac{\log_2(1+y)}{\sqrt{y}} \exp\left(-\frac{\sqrt{y}}{\sigma_{mk}\sqrt{\gamma_{q_k}}}\right) dy \\ &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{\ln(2)\sigma_{mk}\sqrt{\gamma_{q_k}} \prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}}\right)} \int_0^{\infty} \ln(1+x^2) \exp\left(-\frac{x}{\sigma_{mk}\sqrt{\gamma_{q_k}}}\right) dx. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Sabendo que [77]

$$\int_0^{\infty} \exp(-\mu x) \ln(\beta^2 + x^2) dx = \frac{2}{\mu} [\ln \beta - \text{ci}(\beta\mu) \cos(\beta\mu) - \text{si}(\beta\mu) \text{sen}(\beta\mu)] \quad (5.10)$$

para $\text{Re}(\beta) > 0$ e $\text{Re}(\mu) > 0$, em que

$$\text{ci}(x) = - \int_x^{\infty} \frac{\cos(t)}{t} dt \quad (5.11)$$

e

$$\text{si}(x) = - \int_x^\infty \frac{\text{sen}(t)}{t} dt \quad (5.12)$$

representam, respectivamente, as funções seno e cosseno integral, é possível reescrever a Expressão 5.9 como

$$\bar{C}_k = - \frac{2}{\ln(2)} \sum_{m=1}^M \frac{\text{ci}(\Upsilon_{mk}) \cos(\Upsilon_{mk}) + \text{si}(\Upsilon_{mk}) \text{sen}(\Upsilon_{mk})}{\prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}}\right)} \quad [\text{bits/s/Hz}], \quad (5.13)$$

em que

$$\Upsilon_{mk} = \frac{1}{\sigma_{mk} \sqrt{\gamma_{q_k}}}. \quad (5.14)$$

Além disso, a capacidade média por UE pode ser expressa por

$$\bar{C} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{C}_k \quad [\text{bits/s/Hz}]. \quad (5.15)$$

5.4 Resultados

Para os resultados simulados, considera-se um cenário composto por M APs e K UEs posicionados aleatoriamente, segundo uma distribuição bidimensional uniforme, inseridos em uma região com $D \times D$ m². É assumido que os coeficientes de pequena escala permanecem constantes ao longo de um quadro com $\tau_s = 200$ símbolos transmitidos. Para os coeficientes de larga escala, por sua vez, é utilizado o modelo Hata-COST231, cujos parâmetros estão dispostos na Tabela 3.3, para caracterização da perda de percurso. Além disso, é assumido que os coeficientes de desvanecimento de larga escala permanecem constantes, com valor $\tau_q = 40$ quadros transmitidos, formando uma realização do cenário ou um bloco de larga escala. Esse procedimento é então repetido por N_B realizações do cenário.

Os valores amostrais para a probabilidade de interrupção e capacidade média do canal são calculados seguindo duas abordagens. Na primeira, que incorpora os possíveis erros devido à aplicação do LCLT, a SINR instantânea por quadro (*Per Frame* – PF) é calculada como a razão entre as médias amostrais das potências de transmissão e do ruído total n_k , dada por

$$\gamma_k^{\text{PF}}(n) = \frac{\sum_{v=1}^{\tau_s} |q_k(v)|^2 |\alpha_k(v)|^2}{\sum_{v=1}^{\tau_s} |\zeta_k(v) + w_k(v)|^2}. \quad (5.16)$$

Na segunda abordagem, é considerada uma convergência forçada (*Forced Convergence* – FC), de modo que a SINR amostral é assumida igual ao resultado entregue pela Expressão 5.1.

A partir das definições de SINR por quadro e assumindo convergência forçada, é possível definir os valores amostrais da probabilidade de interrupção e da capacidade de canal média. Assim, a probabilidade de interrupção por quadro pode ser escrita como

$$P_{\gamma_k}^{\text{PF}}(\gamma_{\text{th}}) = \frac{1}{\tau_q} \sum_{n=1}^{\tau_q} \mathbb{I}(\gamma_k^{\text{PF}}(n) < \gamma_{\text{th}}), \quad (5.17)$$

e a OP, assumindo convergência forçada, pode ser escrita como

$$P_{\gamma_k}^{\text{FC}}(\gamma_{\text{th}}) = \frac{1}{N_F} \sum_{n=1}^{N_F} \mathbb{I}(\gamma_k(n) < \gamma_{\text{th}}), \quad (5.18)$$

em que $\mathbb{I}(\cdot)$ representa a função indicadora, definida como

$$\mathbb{I}(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } x \text{ obedece à condição} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}. \quad (5.19)$$

De modo análogo, a capacidade média amostral por bloco pode ser escrita como

$$R^{\text{PF}}(k) = \frac{1}{N_F} \sum_{n=1}^{N_F} \log_2 [1 + \gamma_k^{\text{PF}}(n)] \quad [\text{bits/s/Hz}] \quad (5.20)$$

e a capacidade média assumindo convergência forçada como

$$R^{\text{FC}}(k) = \frac{1}{N_F} \sum_{n=1}^{N_F} \log_2 [1 + \gamma_k(n)] \quad [\text{bits/s/Hz}]. \quad (5.21)$$

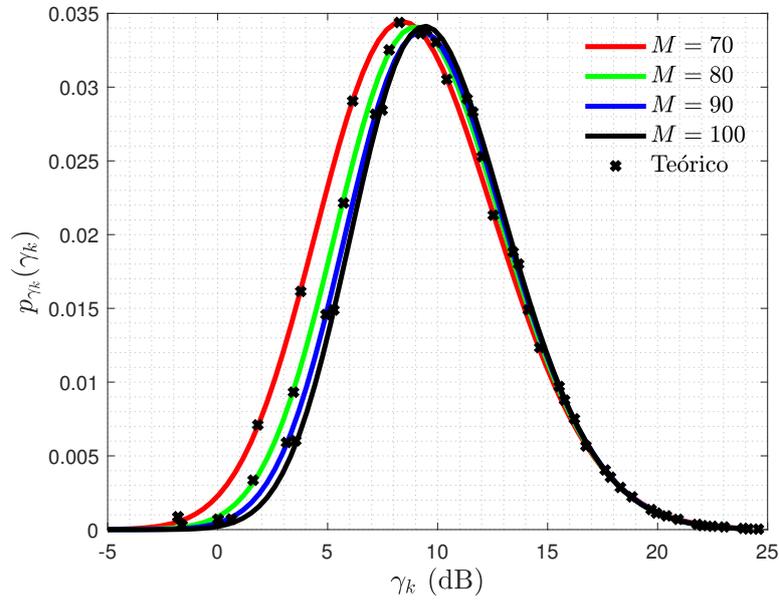
As capacidades médias amostrais PF e FC, dadas pelas Expressões 5.20 e 5.21, respectivamente, são comparadas aos resultados calculados por meio da Expressão (5.13) e da expressão de AR [8]

$$R(k) = \log_2 \left(1 + \frac{\rho_d \left(\sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} \beta_{mk} \right)^2}{1 + \rho_d \sum_{j=1}^K \sum_{m=1}^M \eta_{mj} \beta_{mj} \beta_{mk}} \right) \quad [\text{bits/s/Hz}] \quad (5.22)$$

obtida considerando que não há interferência piloto.

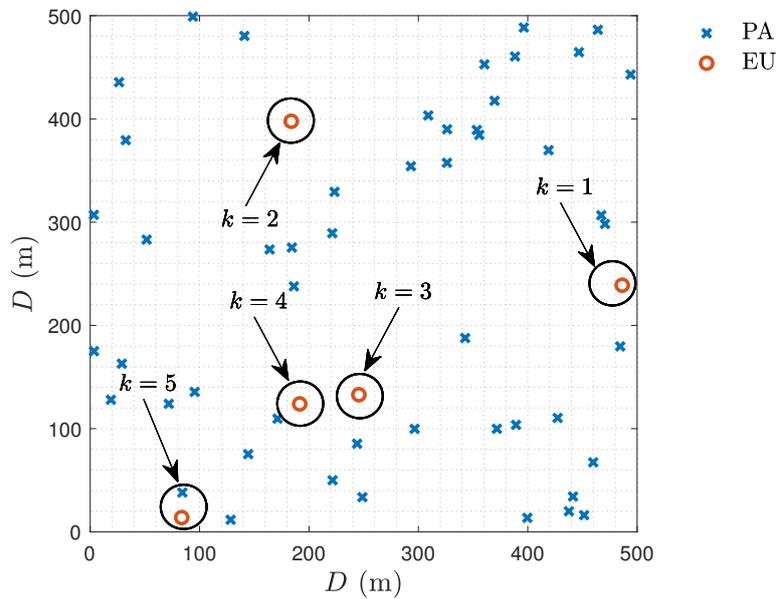
Para a Figura 5.1 são posicionados aleatoriamente 20 UEs e diferentes números de APs com a finalidade de analisar o efeito do aumento de M na PDF da SINR. As curvas apresentadas tratam dos resultados de um mesmo usuário sorteado entre os demais. Pode ser observado que o aumento no número de pontos de acesso M eleva a SINR média do usuário em análise, o que representa um resultado desejável, pois tem o potencial de elevar a capacidade do sistema e reduzir sua probabilidade de interrupção. Com o aumento no número de APs no cenário, mantendo os demais parâmetros fixos, mais energia é recebida pelos usuários, o que justifica o aumento das suas SINRs médias.

Figura 5.1 – PDF da SINR do k -ésimo usuário γ_k em função do número de APs M , considerando $K = 20$, $\rho = 200$ mW e $D = 500$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.2 – Possível realização de um cenário CF com $D = 500$ m, $M = 50$ APs e $K = 5$ UEs.



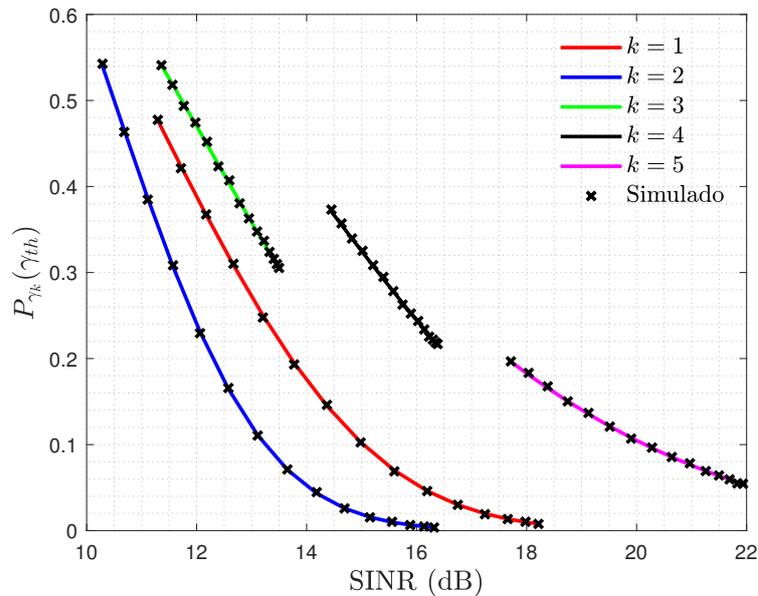
Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.2 é apresentada uma possível realização de um sistema CF na qual os usuários foram enumerados para que uma análise mais clara dos resultados apresentados nas Figuras 5.3 e 5.4 possa ser realizada.

A probabilidade de interrupção em função da SINR (dB), considerando $\gamma_{th} = 10$

(dB), para os K diferentes usuários posicionados, conforme mostrado na Figura 5.2, é apresentada na Figura 5.3.

Figura 5.3 – Curvas de OP dos k -ésimos UEs em função da SINR (dB), considerando uma variação em ρ de $50 \mu\text{W}$ a 500 mW e $\gamma_{th} = 10$ (dB) para o cenário apresentado na Figura 5.2.



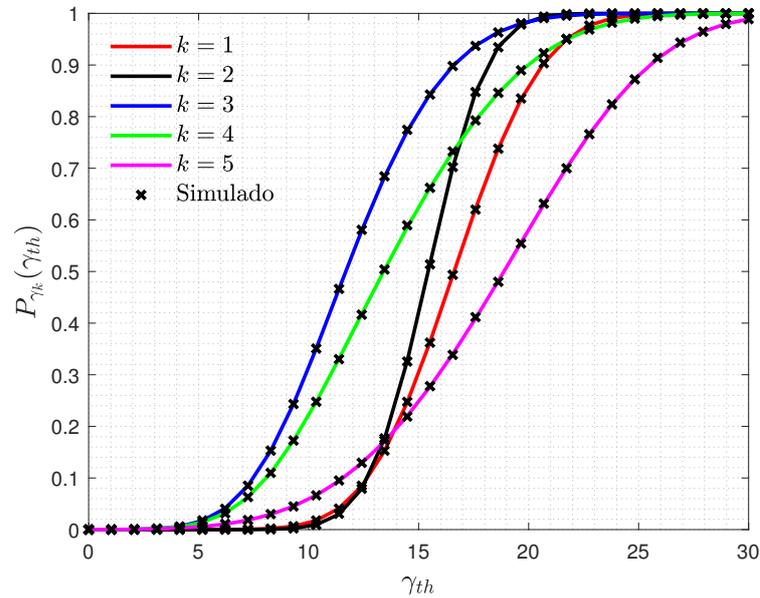
Fonte: Elaborada pelo autor.

Como pode ser observado, na Figura 5.3, usuários distintos apresentam faixas de SINR diferentes. Essas diferenças surgem devido às singularidades das características dos canais de comunicações de cada usuário em função das diferenças no sombreamento, perda de percurso, características estatísticas do desvanecimento em pequena escala e interferência nas janelas de observações das amostras. Além disso, como a SINR é proporcional à potência de transmissão ρ_d , observa-se uma diminuição na probabilidade de interrupção à medida que a SINR aumenta. Vale mencionar que, devido às diferenças dos parâmetros das distribuições que caracterizam a SINR de cada usuário, observam-se probabilidades de interrupção distintas mesmo em usuários que apresentam a mesma SINR.

Na Figura 5.4, são apresentadas curvas da probabilidade de interrupção em função do limiar γ_{th} (dB) para o cenário descrito na Figura 5.2. Como esperado, à medida que o limiar γ_{th} cresce, a probabilidade de interrupção dos usuários aumenta. Além disso, podem ser observadas as diferenças estatísticas presentes em um modelo CF por meio das diferentes inclinações e posições das curvas apresentadas na Figura 5.4. Por exemplo, embora os usuários $k=1$ e $k=2$ apresentem uma SINR com menor variância, o usuário $k=5$ apresenta uma SINR média maior.

Na Figura 5.5, são apresentadas curvas de OP por usuário em função da potência de

Figura 5.4 – Curvas da OP dos k -ésimos UEs em função do limiar γ_{th} (dB), considerando $\rho = 200$ mW para o cenário apresentado na Figura 5.2.



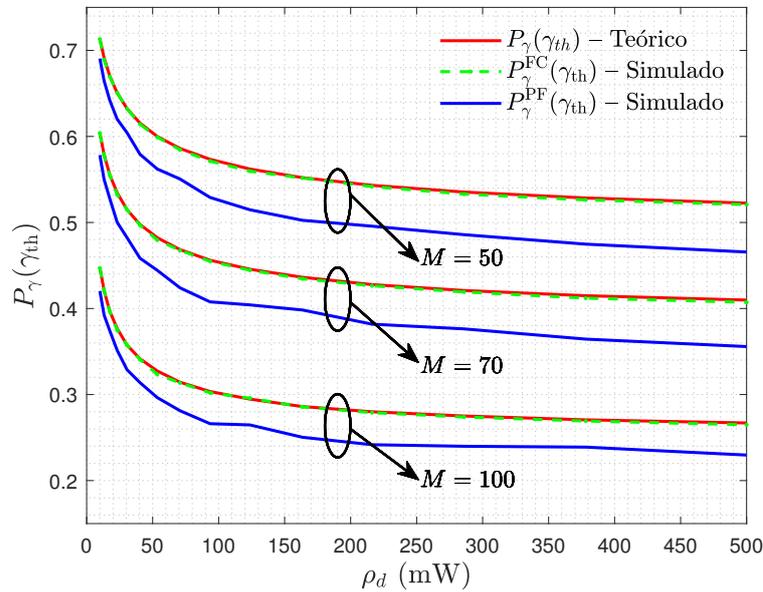
Fonte: Elaborada pelo autor.

transmissão ρ_d para um sistema CF, operando com diferentes números de APs, considerando $\gamma_{th} = 10$ dB. Por meio das curvas, pode-se observar que a expressão teórica apresenta uma boa aderência aos dados simulados, utilizando convergência forçada, além de apresentar um erro pequeno quando comparada aos dados com a SINR por quadro. A partir da Figura 5.5, dois resultados podem ser elencados; o primeiro se refere à diminuição da probabilidade de interrupção com o incremento do número de APs em decorrência do aumento da SINR média do sistema, conforme apresentado na Figura 5.1, e o segundo se refere à saturação da probabilidade de interrupção com o aumento da potência de transmissão. À medida que ρ_d aumenta, a potência da componente AWGN do ruído n_k se torna desprezível frente à potência da componente que surge em decorrência da interferência, que, por sua vez, é proporcional a ρ_d .

No grupo de curvas da Figura 5.6, pode-se observar a influência do número de UEs na OP por usuário. As curvas são traçadas em função da SINR limiar γ_{th} , considerando um cenário com $D = 1000$ m e $M = 100$ APs.

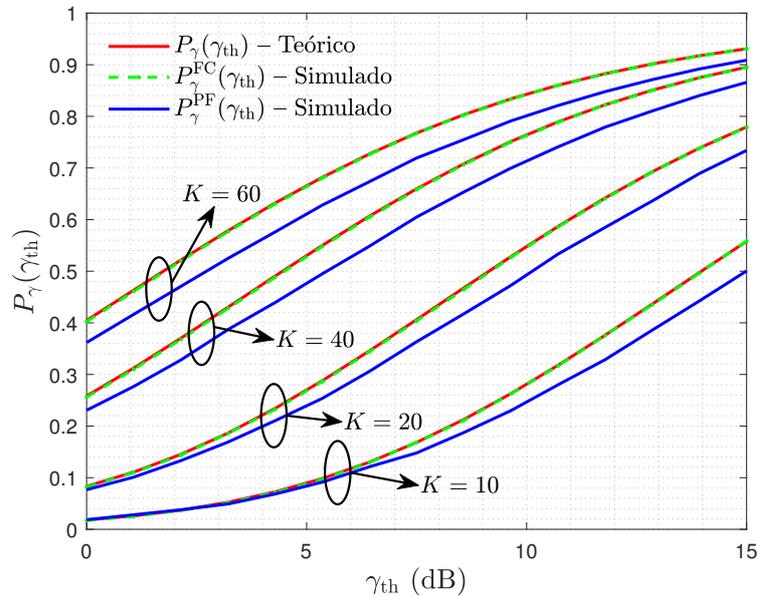
O aumento de γ_{th} faz as curvas de OP por usuário crescerem. Adicionalmente, pode-se verificar que o crescimento de K também aumenta a OP, reduzindo o desempenho do sistema. À medida que mais usuários estão presentes no cenário, os APs dividem suas potências de transmissão ρ_d entre eles, diminuindo a potência média efetiva recebida. Além disso, verifica-se que, quanto mais usuários no sistema, mais sinais interferentes cada PA precisa transmitir, aumentando a potência da interferência $\sigma_{\zeta_k}^2$, que também diminui o desempenho do sistema. Observa-se, por exemplo, uma OP por usuário igual a 40% para

Figura 5.5 – Curvas da média da OP em função da potência de transmissão ρ_d em cenários com $K = 10$ UEs e diferentes números de APs.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 5.6 – Curvas da média da OP em função da SINR limiar γ_{th} , considerando $N_B = 500$ realizações do sistema, $M = 100$ APs, $D = 1000$ m e $\rho_d = 200$ mW, para diferentes valores de K .



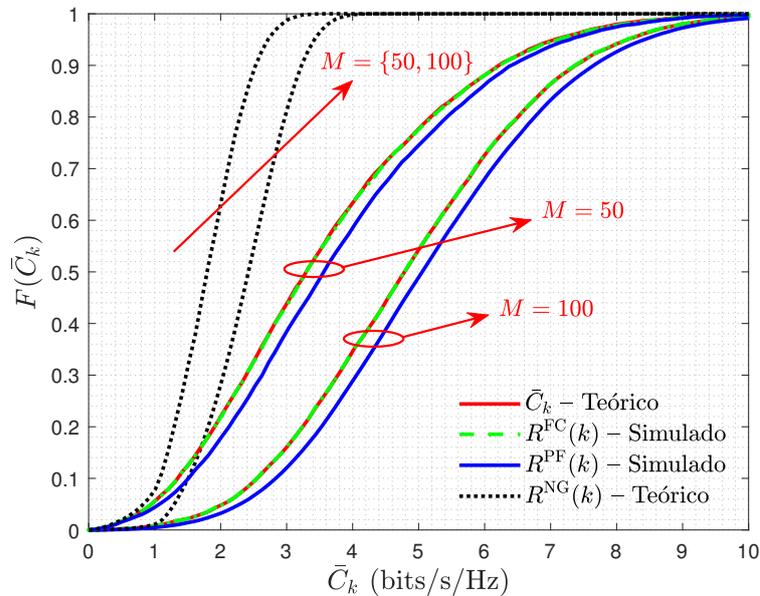
Fonte: Elaborada pelo autor.

$K = 60$ em $\gamma_{th} = 0$ dB, enquanto para $K = 20$, esse valor se encontra por volta de 8%.

Na Figura 5.7, é apresentada uma comparação entre as capacidades amostrais PF e FC e a ECC obtidas utilizando as Equações 5.13 e 5.22, realizada por meio de

suas funções densidade cumulativas empíricas (*Empirical Cumulative Density Function – eCDF*). Na simulação, é adotado $D = 1000$ m, $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs e $\rho_d = 200$ mW. Observa-se que as curvas de eCDF das taxas dos usuários obtidas, por meio da Expressão teórica 5.13, conseguem prever os resultados simulados de forma mais precisa do que os resultados utilizando a Expressão 5.22. Por exemplo, a probabilidade de as taxas dos usuários estarem abaixo de 4 *bits/s/Hz* para $M = 100$ APs, utilizando a Expressão 5.22, é 100% e, utilizando a Expressão 5.13, é 36%. Entretanto, a probabilidade de a capacidade amostral estar abaixo de 4 *bits/s/Hz* é de 30% para os dados PF. Além disso, pode-se notar que a eCDF, utilizando os dados fornecidos pela Expressão 5.13, apresentam uma boa aderência com os dados obtidos utilizando a capacidade FC.

Figura 5.7 – Curvas da eCDF das ECC dos UEs considerando $N_B = 1000$ realizações do cenário, $D = 1000$ m, $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs e $\rho_d = 200$ mW.

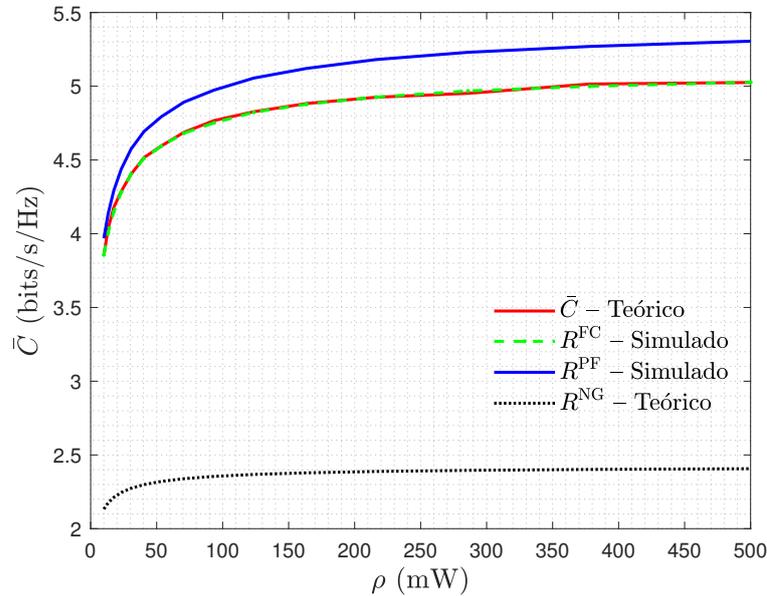


Fonte: Elaborada pelo autor.

Curvas das ECCs por UEs em função da potência de transmissão ρ_d , dadas pela Expressão 5.15 e pelas médias das ECCs dos usuários obtidos a partir das Equações 5.20 a 5.22 são apresentadas na Figura 5.8. É considerado um cenário com $D = 1000$ m, $M = 100$ APs e $K = 10$ UEs. Observa-se que, para pequenos valores de ρ_d , o maior limitador de desempenho é o ruído AWGN. Entretanto, à medida que ρ_d aumenta, a potência do ruído se torna menos relevante e o desempenho do sistema se torna melhor. Por exemplo, a análise da curva teórica \bar{C} mostra que a capacidade média vai de 39 *bits/s/Hz* para 46 *bits/s/Hz* com o aumento de ρ_d de 10 mW para 50 mW. Apesar disso, o crescimento de ρ_d leva ao aumento da interferência, limitando \bar{C} , como pode ser verificado por meio da tendência de saturação nas curvas para elevados valores da potência de transmissão. Adicionalmente, nota-se que, apesar do erro cumulativo proveniente da soma dos \bar{C}_k ,

pode-se afirmar que \bar{C} é uma boa estimativa da capacidade média total do sistema.

Figura 5.8 – Curvas da ECC do por UE em função da potência de transmissão ρ_d , considerando $N_B = 500$ realizações, $D = 1000$ m, $M = 100$ APs e $K = 10$ UEs.

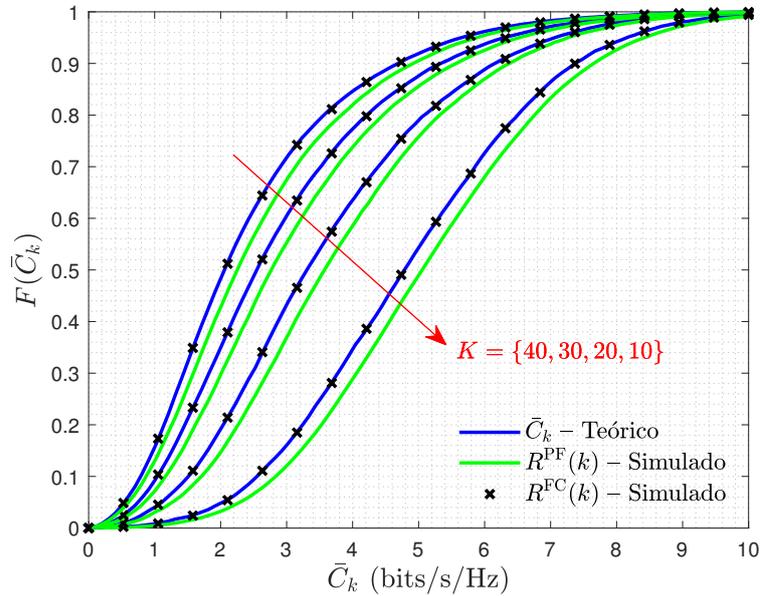


Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.9, por sua vez, são apresentadas as eCDFs das capacidades médias dos canais dos usuários para diferentes K , considerando $\rho_d = 200$ mW, $M = 100$ PAs, $D = 1000$ m e $N_B = 1000$. Como pode ser observado, à medida que K aumenta, as curvas se deslocam para a esquerda, indicando um cenário com maior nível de interferência. O efeito da interferência multiusuário pode ser confirmado matematicamente analisando a Expressão 4.12, que fornece indicadores de que a potência da interferência aumenta com o aumento do número de usuários. Nota-se, por exemplo, que a probabilidade de as taxas de transmissão estarem abaixo de um dado valor é maior para o cenário no qual o sistema atende 40 EUs.

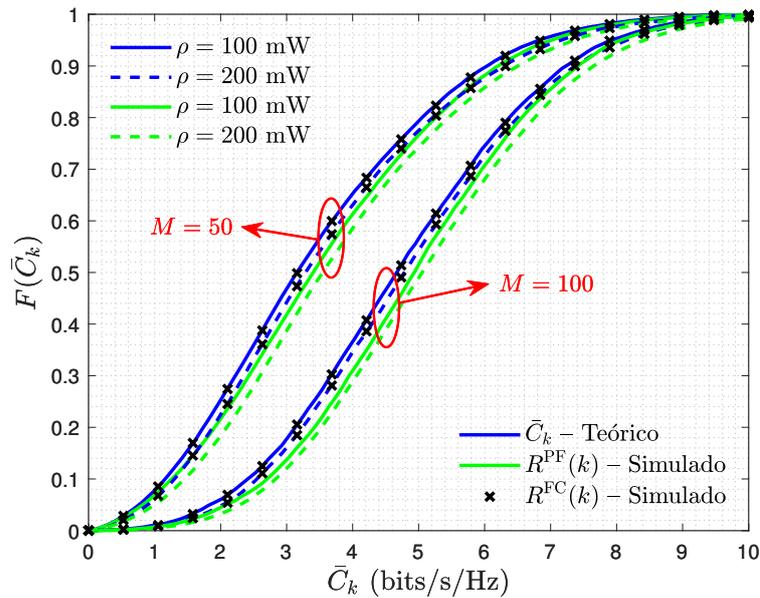
Uma análise do efeito causado pelas variações do número de APs e da potência de transmissão é apresentada na Figura 5.10. Observa-se que, dobrando a potência de transmissão, para um mesmo M , exerce pequena influência em \bar{C} . Embora os usuários sejam beneficiados com o aumento da potência de transmissão, esse benefício é minimizado devido ao aumento da interferência, que cresce com o aumento de ρ_d , como pode ser inferido por meio da Expressão 4.12. Por sua vez, apesar de que dobrar o número de APs, mantendo-se ρ_d constante, também dobre a potência total de transmissão do sistema, isso aumenta a macro diversidade. Assim, para um cenário servido por um número maior de APs, a probabilidade de os usuários estarem sendo servidos por um AP mais próximo cresce, melhorando o desempenho do sistema. Por exemplo, a probabilidade de as taxas dos usuários estarem abaixo de 5 *bits/s/Hz* decresce de 79% para 77% com o aumento de

Figura 5.9 – Função cumulativa de probabilidade empírica das capacidades médias dos usuários para $N_B = 1000$, $M = 100$ PAs, $\rho_d = 200$ mW, $D = 1000$ m e diferentes números de usuários K .



ρ_d de 100 mW para 200 mW no sistema com 50 APs, mas decresce de 56% para 54% no sistema com 100 APs.

Figura 5.10 – Curvas da eCDF das ECCs dos UEs, considerando $N_B = 1000$ realizações, $D = 1000$ m e $K = 10$ UEs para diferentes potências de transmissão ρ_d e números de APs M .

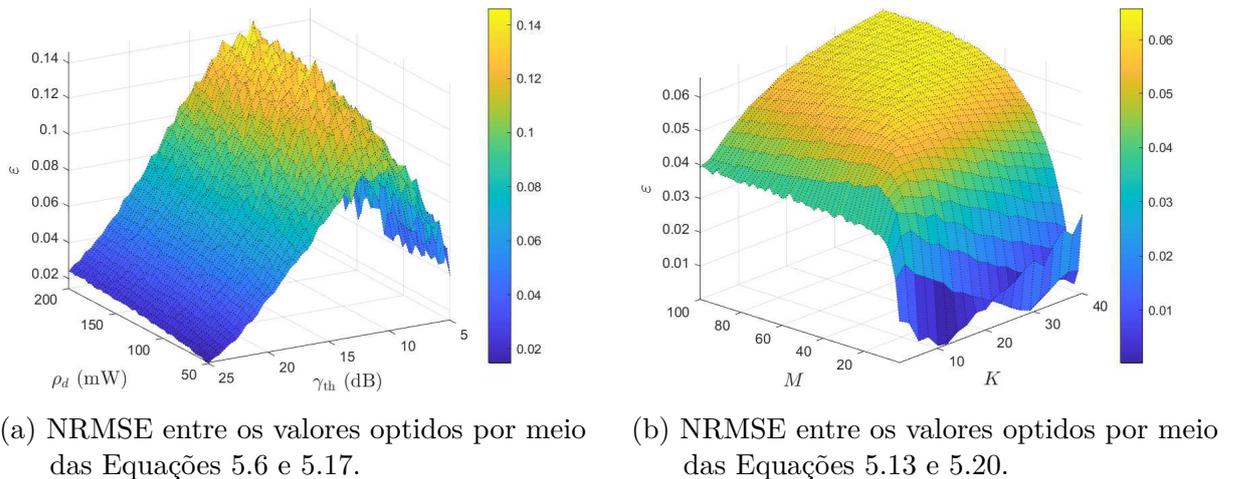


Com a finalidade de avaliar a qualidade e a faixa de aplicação das expressões teóricas obtidas com a utilização do LCLT para aproximar a interferência por uma variável aleatória gaussiana, na Figura 5.11 são apresentadas curvas da raiz quadrada do erro médio normalizado (*Normalized Root Mean Squared Error* – NRMSE) entre as expressões teóricas e os dados obtidos por meio da técnica PF.

As novas expressões de OP e de ECC são calculadas assumindo a convergência de n_k para uma variável aleatória gaussiana e a convergência da SINR por quadro, como definida na Seção 5.1. Entretanto, como a convergência dessas entidades está condicionada a um grande número de fatores, como número de APs e UEs, características dos símbolos transmitidos q_k , como energia média e esquema de modulação selecionados, coeficiente de controle de potência escolhido η_{mk} e potência de transmissão adotada ρ_d , é esperado que os NRMSEs entre os valores fornecidos pelas expressões teóricas e valores simulados oscilem.

Na Figura 5.11, são apresentadas curvas de NRMSE ε para os dados de OP e ECC. Para a Figura 5.11a, foram utilizados os dados teóricos entregues pela Expressão 5.6 e simulados obtidos por meio da Expressão 5.17. Assim, é apresentado o NRMSE em função da potência de transmissão ρ_d e da SINR limiar γ_{th} , considerando $M = 100$ e $K = 10$. Por meio da Figura 5.11a, pode-se observar que, para um dado γ_{th} , ε cresce lentamente como ρ_d .

Figura 5.11 – Superfícies de NRMSE para OP e ECC, considerando $K = 10$, $M = 100$ e $N_B = 5000$ realizações.



Fonte: Elaborada pelo autor.

De fato, para um conjunto fixo de parâmetros, a interferência multiusuário ζ_k pode não convergir para uma variável gaussiana, o que leva a um NRSME diferente de zero. Além disso, como a $\sigma_{\zeta_k}^2$ depende de ρ_d , o aumento da potência de transmissão faz com que ε cresça. Por outro lado, pode-se notar que, para um dado valor de ρ_d , a curva de

NRMSE apresenta um pico com a variação de γ_{th} . Esse efeito surge em decorrência do fato de que a OP é numericamente igual à CDF da SINR instantânea por quadro dada pela Expressão 5.4, assumindo a convergência de ζ_k . Dessa forma, se os valores entregues pelo ambiente de simulação para o segundo momento de ζ_k diferem de $\sigma_{\zeta_k}^2$ devido a não convergência, a OP calculada é afetada. Como para pequenos e grandes valores de γ_{th} a CDF é avaliada próxima a seus limitantes inferior e superior, ou seja, $P_{\gamma_k}(\gamma_{th} \rightarrow 0) = 0$ e $P_{\gamma_k}(\gamma_{th} \rightarrow \infty) = 1$, respectivamente, e não devem diferir dos valores simulados, são obtidos baixos valores de ε nessas condições. Por outro lado, à medida que γ_{th} cresce a partir do zero, a CDF sai do seu limitante inferior e um erro crescente começa a surgir. Além disso, como pode ser inferido por meio da observação da Figura 5.1, a CDF de γ_k é uma função contínua e monotonicamente crescente, por esse motivo, após atingir um valor máximo, o NRMSE começa a decrescer.

Na Figura 5.11b, por sua vez, é apresentada uma superfície de NRMSE entre os valores de ECC obtidos por meio da Expressão 5.13 e os dados amostrais calculados a partir da Expressão 5.20, em função de M e K , considerando $\rho_d = 200$ mW. Por meio da Figura 5.11b, pode-se observar que, para $M = 1$, os resultados são inicialmente afetados negativamente com o aumento de K . Ao se manter $M = 1$ e aumentar K , os UEs não experimentam as vantagens introduzidas pela macro diversidade espacial enquanto, por outro lado, a potência da interferência multiusuário aumenta. Como o número de termos na soma que compõe ζ_k é muito pequeno, cada UE está sujeito a um elevado nível de interferência cujo comportamento não exibe características gaussianas, levando ao aumento de ε . Para $M \neq 1$, observa-se que ε inicialmente apresenta um crescimento tanto com M quanto com K , contudo, passa a decrescer em seguida. Tanto o número de termos somados na composição da interferência quanto sua potência são proporcionais a $M(K - 1)$. Assim, à medida que M e K aumentam, mais perceptível é a interferência. Dessa forma, até que as características gaussianas de ζ_k sejam estabelecidas, que ocorre à medida que o número de UEs e APs aumenta, ε cresce. Por outro lado, decresce quando o comportamento Gaussiano de ζ_k se torna cada vez mais evidente.

5.5 Considerações Finais

Neste capítulo, foram apresentadas expressões inéditas para a PDF da SINR instantânea no enlace de descida, probabilidade de interrupção e capacidade do canal do k -ésimo usuário. Verificou-se que o aumento no número de APs teve o potencial de elevar a SINR média experimentada pelos UEs, promovendo o aumento da capacidade do canal e a diminuição da probabilidade de interrupção dos usuários. Por outro lado, o aumento no número de UEs elevou a potência da componente do ruído que depende da interferência multiusuário, reduzindo o desempenho do sistema. Além disso, constatou-se que, embora o aumento da potência de transmissão ρ_d promovesse uma melhora no

desempenho do sistema, verificada por meio da diminuição da probabilidade de interrupção e aumento da capacidade do canal, valores elevados de ρ_d levaram o sistema à saturação do seu desempenho devido ao aumento da potência da interferência multiusuário. Pôde-se observar que, embora alguns UEs apresentassem SINRs semelhantes, os desempenhos do sistema para diferentes usuários foram notavelmente distintos em decorrência das singularidades estatísticas do desvanecimento em pequena escala experimentado por cada usuário. Além disso, foi observada uma boa aderência entre os resultados teóricos e os resultados obtidos utilizando a SINR com assunção de convergência forçada, enquanto, para os valores amostrais segundo a abordagem por quadro, o NRMSE variara até 4% para a capacidade e 14% para a probabilidade de interrupção, dentro da faixa de valores analisados. Adicionalmente, observou-se uma melhor precisão da expressão de capacidade desenvolvida no trabalho quando comparada à expressão de AR proposta na literatura, indicando que as expressões desenvolvidas nesta tese são mais indicadas para utilização em técnicas de otimização do sistema.

Vale salientar que, apesar da escolha pela utilização de coeficientes de controle de potência uniformes, as equações são versáteis o suficiente para receberem como parâmetro de entrada coeficientes de controle de potência provenientes de técnicas que priorizem, por exemplo, a igualdade na qualidade da experiência dos usuários.

6 Otimização Combinada para Sistemas Sem Célula em Cenários NLoS

Neste capítulo, técnicas de otimização voltadas para sistemas CF são apresentadas. É derivada uma expressão teórica para a BEP do k -ésimo usuário, a qual é utilizada, juntamente com um algoritmo de seleção de AP, para maximizar a transferência de dados dada uma determinada restrição.

Inicialmente, é apresentado o conceito e a diretriz de seleção da técnica de AM utilizada. Posteriormente, é apresentada a derivação da expressão teórica da BEP do k -ésimo usuário no enlace de descida. Os valores fornecidos pela expressão da BEP servem de critério para seleção da ordem de modulação. Em seguida, é descrita a abordagem utilizada para seleção de APs. São apresentados os ganhos introduzidos pelas técnicas de seleção de AP e AM isoladamente e apresentado o ganho adicional pela utilização de ambas as técnicas em conjunto.

6.1 Modulação Adaptativa para Sistemas *Cell-Free*

Como mostrado no Capítulo 5, o conhecimento prévio das características estatísticas do canal de comunicações fornece bons indicadores de desempenho do sistema. Nesta seção, a BEP do k -ésimo UE em um sistema CF é calculada para ser utilizada em uma técnica de AM.

Técnicas de AM vêm sendo amplamente utilizadas para adequar os esquemas de modulação digital às características do canal de comunicações [78–82]. Dado o conhecimento do estado do canal, o sistema pode optar por esquemas de modulação mais ou menos densos, obedecendo uma determinada restrição.

Até o presente momento, não foi identificado o uso de técnicas de AM no contexto CF. Assim, nesta tese, é empregada uma técnica de AM que utiliza um algoritmo simples que seleciona, de acordo com as condições do canal, o esquema de modulação mais denso dentre os M_m -QAM, com $M_m \in \{4, 16, 64, 256, 1024\}$ de modo a fornecer uma BEP teórica média inferior a um determinado limiar T_{tsh} . Vale a pena mencionar que a técnica de AM desenvolvida lida apenas com a interface aérea do sistema e que os efeitos de blocos como codificadores e decodificadores de fonte ou canal não são analisados.

Assim, nesta tese, considera-se um algoritmo de AM de ordem discreta baseado na BEP de cada EU P_k para aumentar a eficiência espectral média mantendo a taxa de erro de bits (*Bit Error Rate* – BER) abaixo de um determinado limiar. Para tanto, a CPU utiliza o β_{mk} estimado e os resultados calculados por meio de BEP, P_k , para selecionar a

ordem de modulação adequadamente. Vale lembrar que as ordem da modulação podem ser atualizadas sempre que o coeficiente β_{mk} variar.

Para cada UE, o algoritmo de AM primeiro calcula o P_k para diferentes ordens do esquema M_m -QAM quadrado e escolhe a ordem M_m mais elevada que assegure um $P_k < T_{\text{tsh}}$, em que T_{tsh} é o limite desejado de BER, similar ao apresentado em [83, 84]. Uma vez que a CPU define a ordem do esquema de cada UE, os APs selecionados, por meio dos algoritmos de seleção, transmitem os símbolos de dados para os UEs atribuídos, usando os esquemas M_m -QAM selecionados, enquanto o valor de β_{mk} não for atualizado.

Se for definido π_{M_m} como a probabilidade de ocorrência do esquema M_m -QAM, a SE média do sistema pode ser definida como [84]

$$S_e = \sum_{M_m} \pi_{M_m} \log_2 M_m \quad [\text{bits/s/Hz}], \quad (6.1)$$

a qual é utilizada para analisar os ganhos fornecidos pela aplicação dos algoritmos de otimização utilizados.

6.1.1 Probabilidade de Erro de *Bit*

A BER figura como uma importante métrica de desempenho em sistemas de comunicações digitais. Entretanto, com exceção de ambientes controlados, como transmissões de teste, ou em simulações numéricas, nas quais o receptor sabe exatamente o que foi transmitido e recebido, o conhecimento dos valores de BER não é possível. Uma forma de lidar com esse problema é utilizar a métrica teórica BEP, que fornece uma boa estimativa da BER sem a necessidade de realizar uma transmissão de teste ou uma simulação numérica. Entretanto, em alguns casos, o cálculo da BEP não é trivial, optando-se pela utilização da taxa de erro de símbolos (*Symbol Error Rate* – SER) ou pelo desenvolvimento de expressões SEP.

Nesse contexto, diferentes trabalhos abordaram a análise do desempenho de sistemas CF em termos da BER ou SEP [18, 85–87]. Por exemplo, dois receptores diferentes foram propostos em [85], um baseado no algoritmo de propagação de expectativas (*Expectation Propagation* – EP) e outro baseado na técnica de mínimos quadrados generalizados (*Generalized Least Squares* – GLS), para reduzir a complexidade de receptores clássicos. Os resultados foram apresentados em termos de BER, analisando como o CF é influenciado pela capacidade da rede de infraestrutura do sistema e pela SINR média. Posteriormente, os autores apresentaram uma análise da distribuição ótima de antenas entre AP e UE. Embora os autores tenham apresentado novas estruturas de receptor para superar os receptores clássicos, os resultados foram apresentados utilizando a BER simulada, em vez da BEP. Vale mencionar que resultados simulados não são práticos para realizar otimização em tempo real.

Limites teóricos da BEP, para sistemas CF, foram apresentados em [18]. Os autores derivaram um novo receptor EP distribuído e, em seguida, apresentaram novas expressões de BEP, assumindo que o sinal recebido poderia ser expresso como o sinal proveniente de um canal AWGN, desacoplando os efeitos introduzidos pelos desvanecimentos de larga e de pequena escala no sinal recebido. O novo receptor EP distribuído foi proposto para contornar a alta sobrecarga computacional exigida pelos receptores clássicos. Contudo, não está claro como os efeitos introduzidos pelos desvanecimentos foram levados em conta e como a interferência multiusuário foi tratada.

Uma abordagem alternativa, considerando sistemas CF baseados em nuvem, foi aplicada em [87] para derivar uma expressão teórica de SEP. Os autores derivaram a probabilidade de erro por partes e depois estenderam os resultados para obtenção de uma expressão de SEP assintótica. Posteriormente, os autores propuseram dois tipos diferentes de detectores para superar a interferência inspirados na técnica SIC. Os limites da SEP foram analisados para diferentes configurações do sistema. Finalmente, os autores afirmaram que derivar uma expressão teórica de BEP seria extremamente difícil devido ao número de eventos errôneos que os sistemas CF incorporaram.

Assim, após a caracterização do modelo simplificado do sinal, recebido realizada nesta tese, foi possível derivar uma expressão teórica e em forma fechada para a BEP do k -ésimo usuário assumindo o conhecimento prévio dos coeficientes de canal β_{mk} .

6.1.2 Probabilidade de Erro de *Bit* do k -ésimo UE

Conforme mostrado em [88], a BEP considerando um dado usuário k , P_k , para o esquema de modulação M_m -QAM, com mapeamento Gray, em um canal com ruído AWGN, pode ser expressa por

$$P_k = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M_m}} \sum_{j=1}^{\log_2 \sqrt{M_m}} P_k(j), \quad (6.2)$$

em que $P_k(j)$ representa a probabilidade de erro do j -ésimo *bit*, descrita como

$$P_k(j) = \frac{1}{\sqrt{M_m}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-j})\sqrt{M_m}-1} w_{ij} \operatorname{erfc}(\sqrt{a_i \gamma_b}), \quad (6.3)$$

em que $\operatorname{erfc}(\cdot)$ denota a função erro complementar,

$$a_i = \frac{3(2i+1)^2 \log_2 M_m}{2(M_m-1)}, \quad (6.4)$$

$$w_{ij} = (-1)^{\lfloor \frac{i2^j-1}{\sqrt{M_m}} \rfloor} \left(2^{j-1} - \left\lfloor \frac{i2^{j-1}}{\sqrt{M_m}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right), \quad (6.5)$$

e $\lfloor x \rfloor$ denota o maior inteiro menor ou igual que x e γ_b a SINR por *bit*.

O efeito da atenuação aleatória do canal na BEP pode ser considerado ao utilizar a SINR instantânea definida na Equação 5.1. Dessa forma, a probabilidade de erro do j -ésimo *bit* condicionada a uma realização da SINR instantânea do k -ésimo EU pode ser escrita como

$$P_k(j|\gamma_k) = \frac{1}{\sqrt{M_m}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-j})\sqrt{M_m}-1} w_{ij} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{a_i \gamma_k}{\log_2 M_m}} \right). \quad (6.6)$$

Assim, $P_k(j)$ pode ser obtida a partir da média da Equação 6.6 pela FDP de γ_k , ou seja,

$$P_k(j) = \int_0^\infty P_k(j|\gamma_k) p_{\gamma_k}(\gamma_k) d\gamma_k. \quad (6.7)$$

Além disso, utilizando a representação de Craig para a função erro complementar, dada por [89]

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp \left(-\frac{x^2}{\sin^2 \theta} \right) d\theta, \quad (6.8)$$

é possível escrever $P_k(j)$ como

$$P_k(j) = \frac{2}{\pi \sqrt{M_m}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-j})\sqrt{M_m}-1} w_{ij} f_i(\gamma_{b_k}), \quad (6.9)$$

em que

$$\begin{aligned} f_i(\gamma_b) &= \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \exp \left(-\frac{\gamma_k a_i}{\log_2 M_m \sin^2 \theta} \right) p_{\gamma_k}(\gamma_k) d\gamma_k d\theta \\ &= \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M \frac{1}{\prod_{j=1, j \neq m}^M \left(1 - \frac{\sigma_{jk}}{\sigma_{mk}} \right)} G_{2,3}^{2,2} \left[\begin{matrix} 1, & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2}, & 1, & 0 \end{matrix} \middle| \frac{1}{4\sigma_{mk}^2 \gamma_{b_k} a_i} \right], \end{aligned} \quad (6.10)$$

com

$$\gamma_{b_k} = \frac{1}{\log_2 M_m} \gamma_{q_k} \quad (6.11)$$

representando a SINR por *bit* do k -ésimo UE para uma constelação com M_c símbolos e $G_{2,3}^{2,2}[\cdot]$ a função G de Meijer [77].

6.2 Seleção de Pontos de Acesso

Embora no modelo CF seja assumido que cada usuário recebe os sinais provenientes de todos os APs simultaneamente, na prática isso pode não ser verdade. Em algumas situações, desativar os sinais de alguns APs, além de poder reduzir o esforço computacional, pois o receptor precisará processar menos sinais, permite que o emprego de uma seleção otimizada das unidades transmissoras melhore o desempenho do sistema por minimizar a interferência. A seleção de um grupo de S APs entre os M disponíveis cria uma célula centrada no usuário [15, 33].

Uma das formas de realizar a seleção dos APs que servirão cada UE, tem como base o ganho do canal em decorrência da perda de percurso e do sombreamento [15, 33].

Vale lembrar que se assumem coeficientes do desvanecimento de larga escala β_{mk} variando lentamente e totalmente conhecidos. Entretanto, realizar a seleção de forma mais rápida, para cada tempo de coerência, talvez exerça alguma influência no desempenho do sistema, mas essa abordagem não foi analisada por ser passível de elevado esforço computacional devido ao rápido chaveamento nos transmissores e ao erro que a latência causada devido à transmissão da informação sobre quais APs apagariam. Assim, optou-se por uma análise com base em um tempo de bloco de coerência τ_q , selecionando o subgrupo que servirá UE a cada τ_q quadros, por ser capaz de reproduzir comportamentos médios.

A seleção com base no β_{mk} pode ser vista em alguns artigos apresentados na literatura [15, 33]. Entretanto, como foi desenvolvida uma expressão para o cálculo da SINR média teórica, optou-se por realizar a seleção dos APs com base em uma métrica derivada da Equação 5.3. Assim, por meio de um algoritmo simples, cada UE seleciona os S entre os M APs disponíveis cujos canais apresentam a maior SINR. Embora essa não seja a abordagem que fornece o melhor desempenho, ela apresenta um ganho comparado à seleção puramente pelos β_{mk} .

A seleção do conjunto S , de modo a maximizar a SINR final de todos os usuários simultaneamente, embora forneça um melhor desempenho de sistema, requer uma busca em um espaço cujos elementos são matrizes de dimensão $S \times K$, contendo um número de elementos igual a

$$N_S = \left[\frac{M!}{S!(M-S)!} \right]^K. \quad (6.12)$$

Embora a maximização da SINR final de todos os usuários seja capaz de fornecer o melhor desempenho, o elevado esforço computacional e o tempo necessário para a busca dos APs selecionados limitam o uso do algoritmo.

6.2.1 Técnica de Seleção de Pontos de Acesso Adotada

Este trabalho analisa dois diferentes critérios de associação de AP e UE, um baseado nos β_{mk} , apresentado em [39], e outro baseado na expressão da SINR dada pela Expressão 6.13, desenvolvida nesta tese. Para o algoritmo baseado nos coeficientes de larga escala, nomeado de Algoritmo 1, a CPU lista os β_{mk} adquiridos para cada UE em ordem crescente e seleciona os S primeiros AP da lista para definir a célula virtual de cada UE.

Para o algoritmo baseado na SINR, denominado Algoritmo 2, a estratégia que fornece o melhor desempenho é aquela que visa maximizar a $\bar{\gamma}_k$ de todos os UEs conjuntamente. Porém, como o espaço de busca para os S APs selecionados para todos os K UE, simultaneamente, cresce rapidamente com S , M e K , essa estratégia leva a um alto esforço computacional. Portanto, para minimizar o consumo de tempo, o algoritmo leva em consideração a $\bar{\gamma}_{mk}$ de cada enlace entre todos os APs e UEs. Assim, para cada usuário,

a CPU calcula e ordena os valores da SINR de cada enlace, dada por

$$\bar{\gamma}_{mk} = \frac{\sigma_q^2 \sigma_{mk}^2}{\sigma_w^2 + \sigma_{\zeta_{mk}}^2}, \quad (6.13)$$

em que $\sigma_{\zeta_{mk}}^2 = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \rho_d \eta_{mk} \beta_{mk} \beta_{mj} \sigma_q^2$, e seleciona os S APs cujos enlaces apresentam a melhor SINR. Deve-se notar que, embora o Algoritmo 2 não forneça a maior SINR possível para cada UE, ele garante uma SINR média maior do que a encontrada pelo Algoritmo 1.

A seleção de APs utilizando os β_{mk} pode não ser a melhor escolha porque, embora β_{mk} mais altos indiquem níveis de atenuação mais baixos, não são fornecidas informações adicionais sobre como essa entidade está relacionada com as outras características do canal, como a potência do ruído σ_w^2 e da interferência $\sigma_{\zeta_k}^2$ experimentados pelo usuário. De fato, se o k -ésimo UE selecionar um AP devido ao seu elevado valor de β_{mk} , mas o AP transmite sinais indexados para outros UEs, esses sinais elevam os níveis de interferência experimentado pelo k -ésimo UE, isso contribui para diminuir a SINR observada pelo UE, piorando o desempenho do sistema. Assim, o Algoritmo 2 pode explorar melhor as características do sistema.

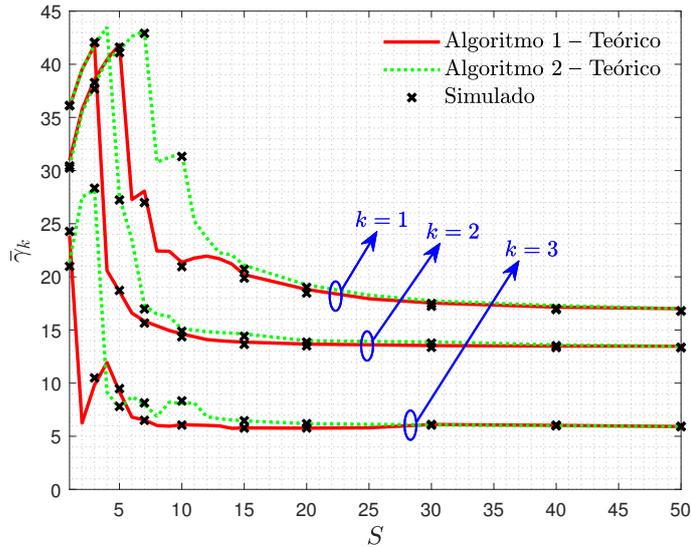
6.3 Resultados

Para os resultados simulados, considera-se um cenário composto por M APs e K UEs posicionados aleatoriamente segundo uma distribuição bidimensional uniforme inseridos em uma região com $D = 500$ m. É assumido que os coeficientes de pequena escala permanecem constantes ao longo de um quadro com $\tau_s = 200$ símbolos transmitidos. A frequência central da portadora é de 28 GHz com largura de banda de 200 MHz. Para os coeficientes de larga escala, por sua vez, é utilizado o modelo ABG na configuração de macro-célula urbana, cujos parâmetros estão dispostos na Tabela 3.3, para caracterização da perda de percurso. Além disso, assume-se que os coeficientes de desvanecimento de larga escala permanecem constantes por $\tau_q = 40$ quadros transmitidos, formando uma realização do cenário ou um bloco de larga escala. Esse procedimento é então repetido por N_B realizações do cenário.

Na Figura 6.1, são apresentadas curvas de $\bar{\gamma}_k$ em função do tamanho da célula UC, utilizando os Algoritmos 1 e 2. O cenário simulado para esses resultados compreende $M = 50$ APs e $K = 10$ UEs posicionados aleatoriamente segundo uma distribuição uniforme bidimensional. Embora a seleção por meio do Algoritmo 2 não garanta sempre a maior SINR, como pode ser observado por meio da curva para $k = 3$, verifica-se uma menor SINR média do sistema quando o Algoritmo 1 é utilizado. Além disso, nota-se que, apesar de o sistema dispor de $M = 50$ APs, é esperado um melhor desempenho do sistema para pequenos valores de S . Esse comportamento decorre do fato de que APs cujos

enlaces não sejam favoráveis contribuirão para elevar a potência total da interferência em detrimento da potência do sinal. Adicionalmente, pode-se observar que, à medida que S se aproxima de M , ambos os algoritmos apresentam o mesmo desempenho, pois nessas condições os APs selecionados por cada UE passam a coincidir.

Figura 6.1 – SINR média teórica em função do tamanho da célula UC S para diferentes algoritmos de seleção, considerando $\rho_d = 200$ mW, $M = 15$ e $K = 10$.

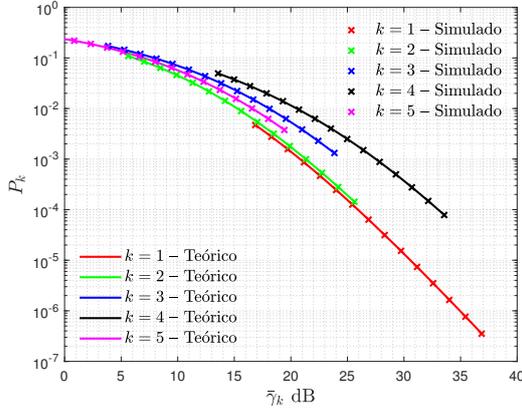


Na Figura 6.2, pode-se observar as BEPs dos usuários em um cenário CF em função da SINR para os esquemas de modulação 4-QAM e 16-QAM. Exclusivamente para esse resultado foi considerado que os $K = 5$ UEs e $M = 50$ APs foram posicionados aleatoriamente, suas coordenadas espaciais alteradas e os sombreamentos em cada enlace não foram alterados ao longo de toda a simulação, preservando os valores dos β_{mk} . Posteriormente, $\tau_q = 10^6$ quadros de $\tau_s = 200$ símbolos foram transmitidos e a potência de transmissão ρ_d foi variada no intervalo de 10 mW a 1 W. Cada BEP P_k foi traçada em função da SINR média de cada usuário $\bar{\gamma}_k$.

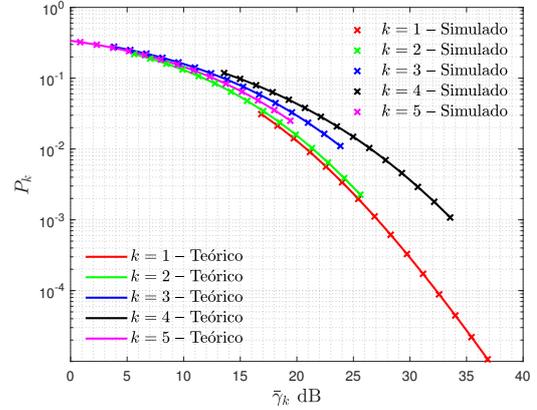
Pode-se notar, na Figura 6.2, que diferentes usuários experimentam SINR distintas, diferenças em decorrência dos afundamentos de sinal promovidos pelos β_{mk} . Analisando a Expressão 2.3, fica evidente que, após a pré-codificação e multiplicação pelo η_{mk} , um efeito residual dos β_{mk} continua afetando a informação recebida, sendo suficiente para diminuir a SINR de alguns UEs, como observado, por exemplo, nos usuários $k = 2$ e $k = 4$. Além disso, mesmo usuários exibindo SINR similares, P_k pode variar devido aos efeitos dos desvanecimentos de pequena escala efetivo α_k . De fato, embora os α_k de todos os K usuários sejam caracterizados por distribuições GCS com S graus de liberdade, os parâmetros que caracterizam o formato de suas PDF podem ser diferentes para usuários distintos, levando a BEP distintas, mesmo em regimes de SINR iguais, como observado nos EUs $k = 2$, $k = 3$ e $k = 5$ em 15 dB. Adicionalmente, por meio da Figura 6.2, pode-se

afirmar que o sistema pode tirar vantagem de técnicas de otimização de modo a assegurar uma QoS uniforme dos usuários.

Figura 6.2 – Curvas de BEP para diferentes UEs, considerando $M = 50$ APs, $K = 5$ UEs, $S = 5$ APs selecionados em função de $\bar{\gamma}_k$ para cada UE.



(a) Curvas de P_k em função da SINR, considerando o esquema de modulação 4-QAM.

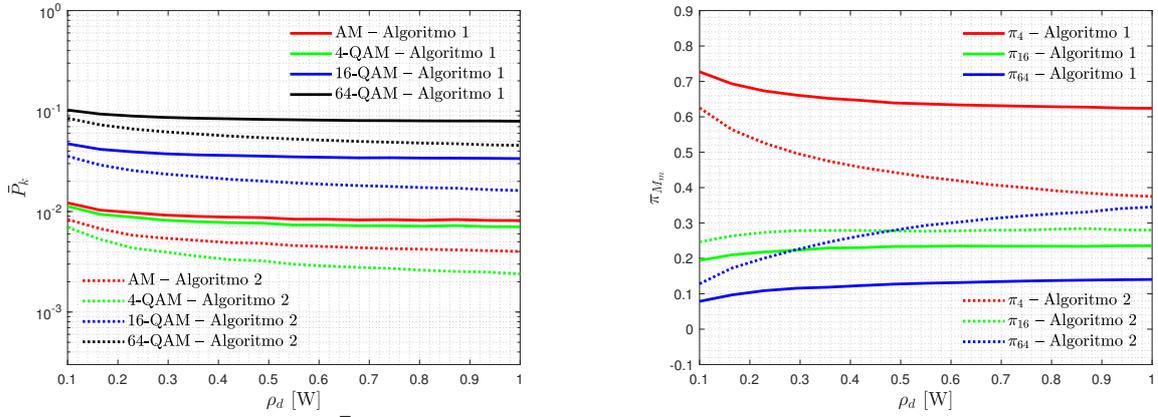


(b) Curvas de P_k em função da SINR, considerando o esquema de modulação 16-QAM.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 6.3, são apresentadas curvas de BER médias por usuário \bar{P}_k e das probabilidades de ocorrência π_{M_m} para diferentes esquemas de modulação em função da potência de transmissão ρ_d . A partir da Figura 6.3a, pode-se verificar que a \bar{P}_k média decresce, mas exibe uma tendência de saturação à medida que ρ_d aumenta. Essa saturação ocorre devido à crescente potência da interferência $\sigma_{\zeta_k}^2$ com o aumento de ρ_d , que limita a SINR. Alternativamente, na Figura 6.3b, pode-se notar que o crescimento de ρ_d aumenta a probabilidade de modulações de ordens mais elevadas serem selecionadas pela técnica de AM aplicada. Além disso, é perceptível que o Algoritmo 2 fornece um melhor desempenho do sistema por permiti-lo operar em um regime de BER mais baixa, mesmo selecionando ordens de modulação mais elevadas. Por exemplo, para $\rho_d = 0,5$ W e usando o Algoritmo 1, a técnica de AM seleciona o esquema 64-QAM com probabilidade igual a 12%, por outro lado, utilizando o Algoritmo 2, o mesmo esquema de modulação é selecionado em 28% do tempo, levando a uma maior taxa de transmissão.

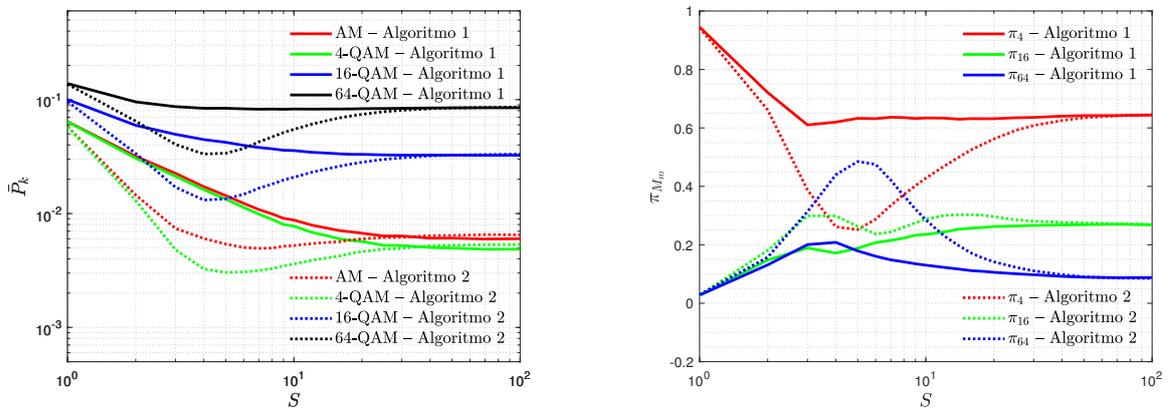
Curvas de BER média por usuário \bar{P}_k e probabilidade de ocorrência π_{M_m} em função do número de APs selecionados S , para diferentes esquemas de modulação, podem ser observadas na Figura 6.4. Pode-se observar, na Figura 6.4a, que a aplicação do Algoritmo 2 permite o sistema alcançar menores \bar{P}_k , comparado ao uso do Algoritmo 1, para todos os esquemas de modulação considerados. Por exemplo, usando o algoritmo baseado na SINR, a \bar{P}_k mínima para a técnica MA é 5×10^{-3} com $S = 7$, porém é 6×10^{-3} com $S = 70$, utilizando o algoritmo baseado nos β_{mk} . Além disso, na Figura 6.4b, nota-se que o sistema pode alcançar uma SE máxima com $S < 10$ para ambos os algoritmos. Assim,

Figura 6.3 – BER média dos UEs e probabilidade de ocorrência em função de ρ_d considerando $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $S = 10$ APs selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$.


(a) BER média dos UEs \bar{P}_k para diferentes ordem de modulação em função de ρ_d . (b) Probabilidade de ocorrência π_{M_m} para diferentes esquemas de modulação em função de ρ_d .

Fonte: Elaborada pelo autor.

o Algoritmo 2 é capaz de fornecer uma menor \bar{P}_k , operando na região de máxima SE, diferentemente do Algoritmo 1. Adicionalmente, deve-se notar que, com o crescimento de S , ambos algoritmos apresentam BER média por usuário e π_{M_m} similares, e isso ocorre porque, à medida que S aumenta, a probabilidade de ambos os algoritmos selecionarem os mesmos APs cresce. Em contrapartida, para menores valores de S , o Algoritmo 2 permite a técnica AM selecionar os esquemas 16-QAM e 64-QAM com maior probabilidade, aumentando a SE média do sistema.

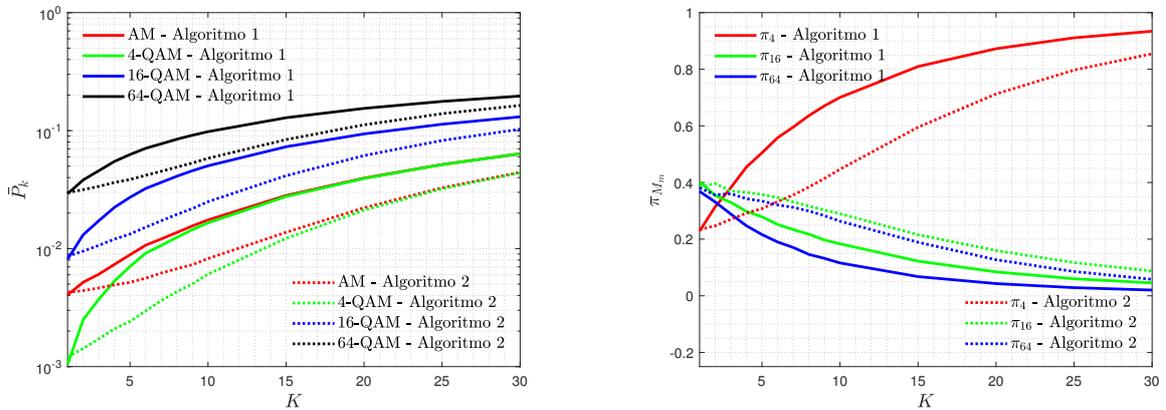
 Figura 6.4 – BER média e probabilidade de ocorrência em função de S , considerando $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $\rho_d = 0,5$ W e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$.


(a) BER média por UE \bar{P}_k para diferentes esquemas de modulação em função de S . (b) Probabilidade de ocorrência π_{M_m} para diferentes esquemas de modulação em função de S .

Fonte: Elaborada pelo autor.

O efeito do aumento do número de UEs atendidos pelo sistema na BER média por usuário \bar{P}_k e na probabilidade de ocorrência dos esquemas de modulação π_{M_m} para um sistema CF, operando com diferentes técnicas de seleção de AP e aplicando a técnica de AM proposta, é apresentada na Figura 6.5. Na Figura 6.5a, pode ser verificado que o aumento de K exerce um efeito negativo no desempenho do sistema, que pode ser explicado devido ao aumento de $\sigma_{\zeta_k}^2$ com K que limita a SINR no sistema e pelo fato de que os coeficientes de controle de potência adotados serem inversamente proporcionais ao número de usuários, diminuindo a potência recebida por cada UE quando esse cresce. Em relação ao uso dos algoritmos de seleção de APs, pode-se verificar, mais uma vez, que o algoritmo proposto na tese, o Algoritmo 2, é capaz de selecionar ordens de modulação mais elevadas, mantendo a BER experimentada abaixo do limiar pré-definido, quando comparado ao Algoritmo 1, proposto na literatura. Além disso, o Algoritmo 2 impõe uma menor taxa de crescimento na BER média, que pode ser explicado pelo fato de que o Algoritmo 1 não leva em consideração a relação entre o indicador de força do canal β_{mk} e da crescente potência de interferência $\sigma_{\zeta_k}^2$, diferentemente do Algoritmo 2, que foca na maximização da SINR de cada UE independente dos níveis de interferência presentes no cenário.

Figura 6.5 – BER média por UE e probabilidade de ocorrência em função de K , considerando $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $S=5$ APs selecionados, $\rho_d = 0,2$ W e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$.



(a) BER média por UE \bar{P}_k para diferentes esquemas de modulação em função de K .

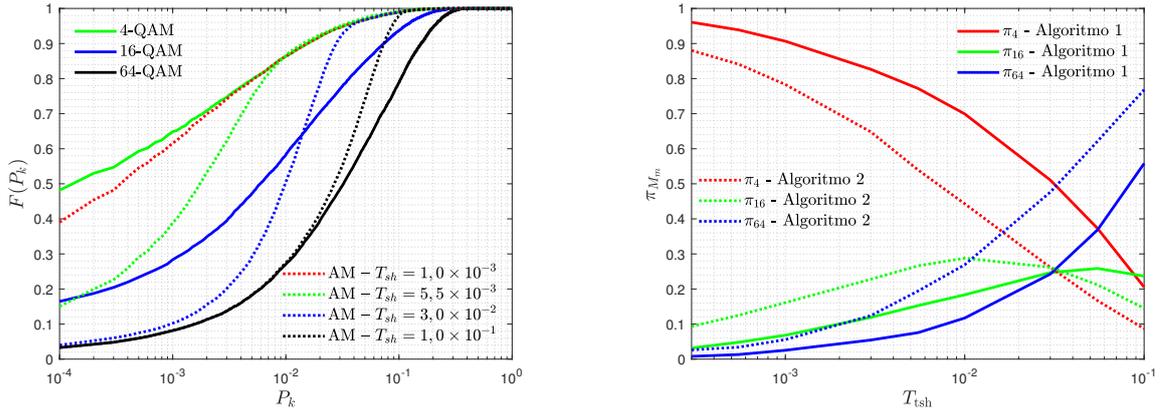
(b) Probabilidade de ocorrência π_{M_m} para diferentes esquemas de modulação em função de K .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 6.6, pode-se analisar os efeitos da variação do limiar de BER da técnica AM, T_{tsh} , no desempenho do sistema. Fica evidente que, embora valores mais altos de T_{tsh} aumentem a probabilidade de ocorrência de esquemas de modulações mais densos, isso força o sistema a experimentar valores elevados de P_k mais frequentemente. Por exemplo, considerando o Algoritmo 2, para T_{tsh} crescendo de $5,5 \times 10^{-3}$ para 3×10^{-2} a probabilidade de ocorrência do esquema 64-QAM passa de 20% para 48%, porém a

probabilidade de P_k estar abaixo de 1×10^{-2} decresce de 85% para 48%. Além disso, na Figura 6.6b, observa-se que, com o uso do algoritmo de seleção de AP proposto nesta tese, o Algoritmo 2, a técnica AM seleciona esquemas de modulação de ordens mais elevadas para todos os valores de T_{tsh} , aumentando a SE média do sistema.

Figura 6.6 – Curvas da eCDF de P_k e probabilidade de ocorrência π_{M_c} em função de T_{tsh} considerando $M = 100$ APs, $K = 10$ UEs, $S = 5$ APs selecionados e $\rho_d = 0,2$ W.



(a) eCDF de P_k dos UE no sistema para diferentes valores de T_{tsh} e diferentes esquemas de modulação, utilizando o Algoritmo 2.

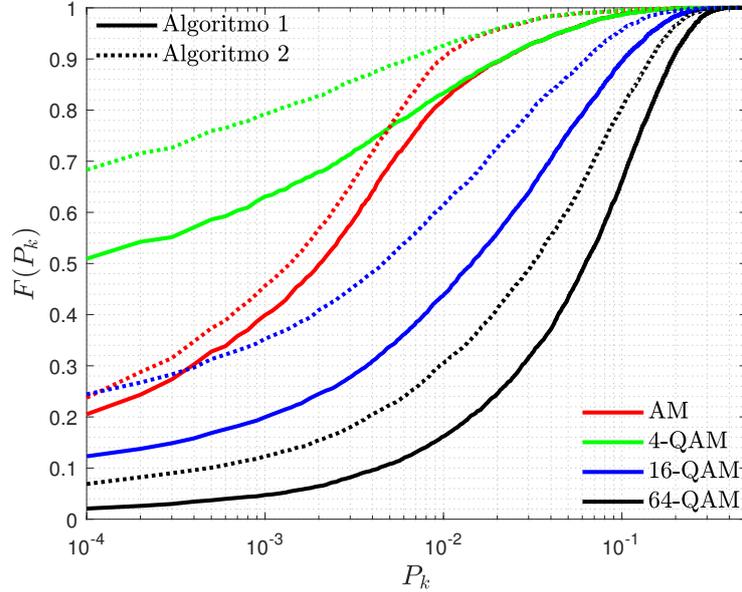
(b) Probabilidade de ocorrência π_{M_c} para diferentes algoritmos de atribuição de APs em função de T_{tsh} .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 6.7 observam-se as eCDFs de P_k para os diferentes esquemas de modulação e para a técnica de AM adotada, assumindo diferentes algoritmos de seleção de AP, considerando $M = 100$, $S = 10$, $K = 10$ e $\rho_d = 500$ mW. É possível notar que a eCDF de P_k para a técnica AM adotada praticamente sobrepõe os resultados da curva com a 4-QAM para $P_k > T_{tsh}$. De fato, para situações desfavoráveis para a transmissão, o algoritmo de seleção de ordem de modulação opta pelo esquema de ordem mais baixa para assegurar a BEP abaixo do limiar. Entretanto, quando o cenário se encontra adverso, mesmo transmitindo com a 4-QAM, a restrição de BEP menor que T_{tsh} pode não ser atendida. Dessa forma, a eCDF, para os resultados com AM, sobrepõe a curva com da 4-QAM. Por outro lado, quando as condições de canal melhoram, ordens de modulação maiores podem ser selecionadas, o que, apesar de elevar a BEP, assegura que essa esteja abaixo de T_{tsh} , como verificado para $P_k < T_{tsh}$. Além disso, verifica-se a superioridade do Algoritmo 2 para a seleção de APs, por exemplo, analisando os resultados referentes ao esquema 4-QAM, a probabilidade da BEP estar abaixo de 1×10^{-4} é de 70%, utilizando ao algoritmo proposto na tese, e 50% por meio da aplicação do algoritmo proposto em [39].

Uma análise da SE do sistema S_e pode ser realizada por meio da Figura 6.8. Deve-se notar que, para todos os cenários analisados, os resultados obtidos utilizando o Algoritmo 2 se comportam como um limitante superior de desempenho do sistema quando comparado

Figura 6.7 – Curvas de eCDF das PEB dos usuários considerando $\rho_d = 500$ mW para um sistema com $M = 100$ APs, $K = 10$, $S = 10$, $\rho_d = 200$ mW, $T_{tsh} = 10^{-2}$, utilizando diferentes algoritmos para seleção das células UC.

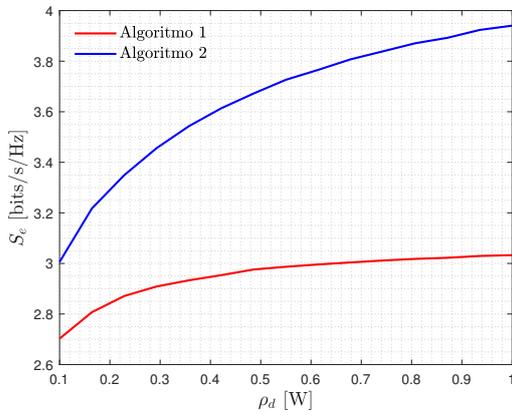


Fonte: Elaborada pelo autor.

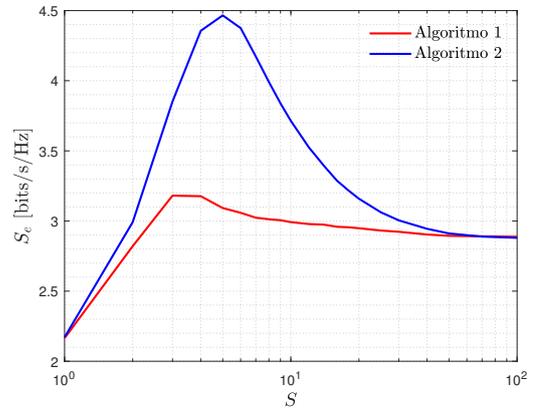
ao algoritmo baseado nos β_{mk} . Por exemplo, adicionalmente ao nível elevado de S_e , a saturação na SE do sistema não é evidente para a faixa de potência de transmissão ρ_d analisada quando a técnica AM é aplicada aliada ao algoritmo de atribuição de AP baseado na $\bar{\gamma}_k$, como mostrado na Figura 6.8a. Além disso, observando a Figura 6.8b, pode-se notar que, embora o Algoritmo 1 atinja uma SE máxima de $S_e = 3,18$ bits/s/Hz para um número menor de AP selecionados de $S = 3$, levando a um menor esforço computacional para tratar os sinais recebidos por cada usuário, a SE média máxima é 40,40% maior quando o Algoritmo 2 é aplicado, alcançando a marca de $S_e = 4,47$ bits/s/Hz para um pequeno aumento no número de AP selecionados, ou $S = 7$. Adicionalmente, revisitando a Figura 6.4, deve-se lembrar que a SE máxima ocorre em uma região de elevada BER com a aplicação do algoritmo baseado nos β_{mk} , porém, próximo à região de BER mínima quando o Algoritmo 2 é utilizado.

Analisando a Figura 6.8c, percebe-se que, embora S_e decresça com o aumento de K , devido ao aumento de $\sigma_{\zeta_k}^2$, quando o Algoritmo 2 é aplicado, o sistema pode tirar vantagem dos enlaces que fornecem SINRs elevadas para aumentar a SE média do sistema, levando a uma menor taxa de decrescimento em S_e com o aumento de K quando comparado aos resultados obtidos com o Algoritmo 1. Finalmente, pode-se observar, na Figura 6.8d, que níveis mais elevados de SE média são alcançados com o aumento de T_{tsh} devido à seleção de ordens de modulação elevadas nessas condições. Entretanto, a seleção de modulações mais densas promove um aumento na BER, o que demanda a aplicação de técnicas robustas para correção de erro.

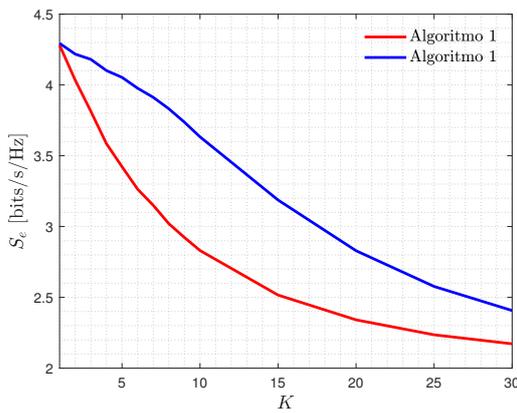
Figura 6.8 – SE média do sistema para $M = 100$, considerando a aplicação da técnica AM e assumindo o uso de Algoritmo 1, ou Algoritmo 2, para atribuição de AP.



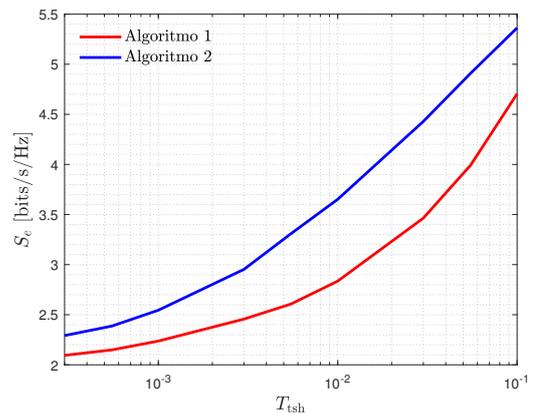
(a) SE média S_e , considerando $M = 100$ PA, $K = 10$ UE, $S = 10$ AP selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$ em função de ρ_d .



(b) SE média S_e , considerando $M = 100$ AP, $K = 10$ UE, $\rho_d = 0,5$ W e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$ em função de S .



(c) SE média S_e , considerando $M = 100$ AP, $\rho_d = 0,2$ W, $S = 5$ AP selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$ em função de K .



(d) SE média S_e , considerando $M = 100$ AP, $K = 10$ UE, $\rho_d = 0,2$ W e $S = 5$ AP selecionados em função de T_{tsh} .

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.4 Considerações Finais

Neste capítulo, foram analisados os efeitos combinados da seleção de APs com o uso de uma técnica de AM. Observou-se que a seleção de APs com base no algoritmo desenvolvido na tese, o Algoritmo 2, é capaz de fornecer menores BERs, além de reduzir o esforço computacional na recepção por apresentarem um desempenho ótimo com um número de APs bem menor do que o algoritmo apresentado na literatura, o Algoritmo 1. Além disso, a técnica de AM se mostrou eficaz em manter a BER abaixo do limiar T_{tsh} , quando possível, garantindo um maior tráfego de dados por possibilitar que o sistema alterne entre esquemas de modulação mais ou menos densos, a depender das condições do canal, ao custo de um sutil aumento na BEP, quando comparado à BER média do esquema 4-QAM. O efeito combinado da aplicação do Algoritmo 2 com o uso da técnica de AM,

por sua vez, foi capaz de reduzir a BER do sistema priorizando, quando possível, o uso de ordens de modulação mais elevadas. Por fim, apesar de os resultados lidarem apenas com a interface aérea do sistema, pode-se observar que, caso seja possível a utilização de blocos, como por exemplo, codificadores de canal, capazes de reduzir a BER do sistema, o limiar T_{tsh} pode ser aumentado, forçando o sistema a operar com constelações mais densas com maior probabilidade.

7 Caracterização de Sistemas *Cell-Free* na Presença de Componente LoS e Erro de Estimação do Ganho do Canal

Neste capítulo, são incorporados os efeitos do erro de estimação do ganho do canal e da presença da componente LoS nos enlaces entre os APs e UEs em um cenário CF. São apresentados os desenvolvimentos necessários para o cálculo da PDF do ganho do canal, da PDF da interferência, da capacidade do canal e da probabilidade de interrupção do k -ésimo UE. Por fim, são apresentadas comparações entre os achados teóricos e os resultados simulados obtidos a partir de simulações de Monte-Carlo para diferentes configurações de sistema.

7.1 Caracterização do Ganho do Canal na Presença de Componente LoS e Erro de Estimação em um Cenário *Cell-Free* no Enlace de Descida

Em um cenário CF, com o elevado número de PAs distribuídos na área de cobertura, capaz de fornecer uma elevada macro diversidade espacial, a probabilidade de enlaces com pequenas distâncias entre APs e UEs aumenta. Por sua vez, a existência de enlaces de curta distância aumenta a probabilidade do surgimento de componentes LoS entre receptores e transmissores [44].

Assim, seja o ganho efetivo do canal, definido a partir do modelo simplificado e dado pela Expressão (4.1). Se considerada a existência de componentes LoS nos enlaces entre os m -ésimos APs e k -ésimos UEs, pode-se escrever [44]

$$g_{mk} = \sqrt{\beta_{mk}} (h_{mk} + \bar{h}_{mk}), \quad (7.1)$$

em que $\bar{h}_{mk} \in \mathbb{C}$ representa a componente LoS no enlace entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE. Além disso, se for assumido que a estimativa do ganho do canal é realizada com erro, pode-se mostrar que

$$\hat{g}_{mk} = g_{mk} + \epsilon_{mk}, \quad (7.2)$$

em que ϵ_{mk} denota o erro de estimação, de modo que $\epsilon_{mk} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\epsilon_{mk}}^2)$ e independente de g_{mk} .

Assim, substituindo 7.1 e 7.2 em 4.2, pode-se reescrever α_k como

$$\begin{aligned}
 \alpha_k &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} g_{mk} (g_{mk} + \epsilon_{mk})^* \\
 &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} |g_{mk}|^2 + \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} g_{mk} \epsilon_{mk}^* \\
 &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} |g_{mk}|^2 \\
 &\quad + \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} [\operatorname{Re}(g_{mk}) \operatorname{Re}(\epsilon_{mk}) + \operatorname{Im}(g_{mk}) \operatorname{Im}(\epsilon_{mk})] \\
 &\quad + j \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} [\operatorname{Im}(g_{mk}) \operatorname{Re}(\epsilon_{mk}) - \operatorname{Im}(\epsilon_{mk}) \operatorname{Re}(g_{mk})] \\
 &= \psi_k + \varepsilon_{kQ} + j \varepsilon_{kI}.
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

Devido à inclusão da componente LoS e do erro de estimação, o cálculo de uma expressão exata para a PDF do ganho do canal não foi possível. Entretanto, sabendo que os termos envolvidos nas somas da Expressão 7.3 são INIDs, pode-se aplicar o LCLT para caracterizar o comportamento das componentes reais e imaginárias de α_k por distribuições gaussianas.

Como pode ser observado na Expressão (7.3), a componente imaginária de α_k sofre forte influência do erro de estimação. Entretanto, como esse depende da estrutura do estimador utilizado e da potência do ruído no receptor, o erro de estimação é independente dos efeitos introduzidos pela variação aleatória do ganho do canal g_{mk} . Assim, a média da componente imaginária de α_k pode ser dada por

$$\begin{aligned}
 \mu_{\operatorname{Im}(\alpha_k)} &= \mathbb{E}[\varepsilon_{kI}] \\
 &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} \mathbb{E}[\operatorname{Im}(g_{mk}) \operatorname{Re}(\epsilon_{mk}) - \operatorname{Im}(\epsilon_{mk}) \operatorname{Re}(g_{mk})] \\
 &= 0
 \end{aligned} \tag{7.4}$$

e sua variância dada por

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\operatorname{Im}(\alpha_k)}^2 &= \operatorname{var}[\varepsilon_{kI}] \\
 &= \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mk} \beta_{mk} \operatorname{var}[\operatorname{Im}(h_{mk} + \bar{h}_{mk}) \operatorname{Re}(\epsilon_{mk})] \\
 &\quad + \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mk} \beta_{mk} \operatorname{var}[\operatorname{Im}(\epsilon_{mk}) \operatorname{Re}(h_{mk} + \bar{h}_{mk})] \\
 &= \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mk} \beta_{mk} \frac{\sigma_{\epsilon_{mk}}^2}{2} \left[\frac{1}{2} + \operatorname{Im}^2(\bar{h}_{mk}) \right] \\
 &\quad + \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mk} \beta_{mk} \frac{\sigma_{\epsilon_{mk}}^2}{2} \left[\frac{1}{2} + \operatorname{Re}^2(\bar{h}_{mk}) \right],
 \end{aligned} \tag{7.5}$$

ou ainda,

$$\sigma_{\text{Im}(\alpha_k)}^2 = \rho_d \sum_{m=1}^M \eta_{mk} \beta_{mk} \frac{\sigma_{\epsilon_{mk}}^2}{2} \left(1 + |\bar{h}_{mk}|^2\right). \quad (7.6)$$

Dessa forma, por meio do LCLT, pode-se afirmar que $\text{Im}(\alpha_k) \sim \mathcal{N}\left(0, \sigma_{\text{Im}(\alpha_k)}^2\right)$.

De modo análogo, pode-se mostrar que a média da parte real de α_k é dada por

$$\begin{aligned} \mu_{\text{Re}(\alpha_k)} &= \text{E}[\psi_k + \varepsilon_{Qk}] \\ &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} \text{E}[|g_{mk}|^2] \\ &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} \beta_{mk} \text{E}\left[\text{Re}^2(h_{mk} + \bar{h}_{mk}) + \text{Im}^2(h_{mk} + \bar{h}_{mk})\right] \\ &= \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \eta_{mk}^{1/2} \beta_{mk} \left(1 + |\bar{h}_{mk}|^2\right) \end{aligned} \quad (7.7)$$

e que sua variância é dada por

$$\sigma_{\text{Re}(\alpha_k)}^2 = \rho_d \sum_m \eta_{mk} \beta_{mk}^2 \left(1 + 2|\bar{h}_{mk}|^2\right) + \rho_d \sum_m \eta_{mk} \beta_{mk} \frac{\sigma_{\epsilon_{mk}}^2}{2} \left(1 + |\bar{h}_{mk}|^2\right). \quad (7.8)$$

Assim, por meio do LCLT, pode-se afirmar que $\text{Re}(\alpha_k) \sim \mathcal{N}\left(\mu_{\text{Re}(\alpha_k)}, \sigma_{\text{Re}(\alpha_k)}^2\right)$.

A presença do erro de estimação promove um espalhamento na distribuição da envoltória do sinal recebido. Adicionalmente, diferente dos cenários com estimação perfeita do ganho do canal, o pré-codificador não é capaz de eliminar a distorção de fase do sinal recebido quando o ganho instantâneo é estimado com erro. Como em geral a potência do sinal recebido sem erro é muito menor do que a potência do erro de estimação, são observados desbalanceamentos nas componentes real e imaginária do sinal recebido.

Como as distribuições das componentes real e imaginária de α_k são gaussianas de médias e variâncias distintas, a envoltória do desvanecimento resultante $|\alpha_k|$ pode ser caracterizada por meio da distribuição de Beckmann, com PDF dada por [50]

$$\begin{aligned} p_{|\alpha_k|}(x) &= \frac{x}{2\pi \sigma_{\text{Re}(\alpha_k)} \sigma_{\text{Im}(\alpha_k)}} \\ &\times \int_0^{2\pi} \exp\left[-\frac{(r \cos \theta - \mu_{\text{Re}(\alpha_k)})^2}{2\sigma_{\text{Re}(\alpha_k)}^2} - \frac{(r \sin \theta - \mu_{\text{Im}(\alpha_k)})^2}{2\sigma_{\text{Im}(\alpha_k)}^2}\right] d\theta. \end{aligned} \quad (7.9)$$

Uma forma alternativa de escrever a PDF de Beckmann é obtida por meio da parametrização

$$\kappa = \frac{\mu_{\text{Re}(\alpha_k)}^2 + \mu_{\text{Im}(\alpha_k)}^2}{\sigma_{\text{Re}(\alpha_k)}^2 + \sigma_{\text{Im}(\alpha_k)}^2}, \quad (7.10)$$

$$l^2 = \frac{\sigma_{\text{Re}(\alpha_k)}^2}{\sigma_{\text{Im}(\alpha_k)}^2}, \quad (7.11)$$

$$v^2 = \frac{\mu_{\text{Re}(\alpha_k)}^2}{\mu_{\text{Im}(\alpha_k)}^2} \quad (7.12)$$

e

$$\Omega = \mu_{\text{Re}(\alpha_k)}^2 + \mu_{\text{Im}(\alpha_k)}^2 + \sigma_{\text{Re}(\alpha_k)}^2 + \sigma_{\text{Im}(\alpha_k)}^2. \quad (7.13)$$

Assim,

$$p_{|\alpha_k|}(x) = \frac{x}{2\pi} \frac{(1+\kappa)(1+l^2)}{l\Omega} \exp\left[-\frac{\kappa(1+l^2)}{2(1+v^2)}\left(1+\frac{v^2}{l^2}\right)\right] \times \int_0^{2\pi} \exp\left[\frac{B^2(\theta)^2}{4A(\theta)}\right] \exp\left[-\left(x\sqrt{A(\theta)} + \frac{B(\theta)}{2\sqrt{A(\theta)}}\right)^2\right] d\theta, \quad (7.14)$$

com

$$A(\theta) = \frac{1}{2} \frac{(1+\kappa)(1+l^2)}{\Omega} \left(\frac{\cos^2\theta}{l^2} + \sin^2\theta\right) \quad (7.15)$$

e

$$B(\theta) = \sqrt{\frac{\kappa(1+\kappa)}{\Omega(1+v^2)}} (1+l^2) \left(\frac{v}{l^2} \cos\theta + \sin\theta\right). \quad (7.16)$$

A representação alternativa da PDF de Beckmann possibilita o cálculo de diversas métricas que auxiliam na análise de desempenho do sistema.

7.2 Caracterização da Interferência Multiusuário na Presença de Componente LoS e Erro de Estimação em um Cenário *Cell-Free* no Enlace de Descida

Seja a interferência multiusuário, definida a partir do modelo simplificado e dada pela Expressão 4.3. Se considerada a existência de componentes LoS nos enlaces entre os m -ésimos APs e k -ésimos UEs, erro de estimação do ganho do canal e sabendo que ζ_k é obtida a partir da soma de $M(K-1)$ variáveis aleatórias INIDs, pode-se aplicar o LCLT para caracterizar a interferência como uma variável aleatória gaussiana complexa.

Assim, a parte real de ζ_k pode ser escrita como

$$\text{Re}[\zeta_k] = \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \Delta_{mjk} \text{Re}(\tilde{h}_{mk}) \left[\text{Re}(\tilde{h}_{mj}) + \frac{\text{Re}(\epsilon_{mj})}{\beta_{mj}^{1/2}} \right] \text{Re}(q_{mj}) \quad (7.17)$$

$$\begin{aligned}
 & + \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \Delta_{mjk} \operatorname{Re}(\tilde{h}_{mk}) \left[\operatorname{Im}(\tilde{h}_{mj}) + \frac{\operatorname{Im}(\epsilon_{mj})}{\beta_{mj}^{1/2}} \right] \operatorname{Im}(q_{mj}) \\
 & - \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \Delta_{mjk} \operatorname{Im}(\tilde{h}_{mk}) \left[\operatorname{Re}(\tilde{h}_{mj}) + \frac{\operatorname{Re}(\epsilon_{mj})}{\beta_{mj}^{1/2}} \right] \operatorname{Im}(q_{mj}) \\
 & + \sqrt{\rho_d} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \Delta_{mjk} \operatorname{Im}(\tilde{h}_{mk}) \left[\operatorname{Im}(\tilde{h}_{mj}) + \frac{\operatorname{Im}(\epsilon_{mj})}{\beta_{mj}^{1/2}} \right] \operatorname{Re}(q_{mj}),
 \end{aligned}$$

em que $\Delta_{mjk} = \eta_{mj}^{1/2} \beta_{mj}^{1/2} \beta_{mk}^{1/2}$ e $\tilde{h}_{mk} = h_{mk} + \bar{h}_{mk}$.

Pode-se utilizar a independência entre as componente de ζ_k para mostrar que a média de sua parte real é nula, ou seja $\mu_{\operatorname{Re}(\zeta_k)} = 0$. Além disso, lembrando que q_{mj} é independente de $q_{vi} \forall j \neq i$, entretanto $q_{mj} = q_{vj} \forall m$ e $\forall v$, pode-se mostrar que

$$\sigma_{\operatorname{Re}(\zeta_k)}^2 = \frac{\sigma_q^2 \rho_d}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{v=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \Delta_{mjk}^{1/2} \Delta_{vjk}^{1/2} \mathcal{B}(m, v, j), \quad (7.18)$$

em que, para $v = m$, tem-se

$$\mathcal{B}(m, v, j) = \left(1 + |\bar{h}_{mk}|^2 \right) \left(1 + |\bar{h}_{mj}|^2 + \frac{\sigma_{\epsilon_{mj}}^2}{\beta_{mj}} \right), \quad (7.19)$$

para $i = j$ e $v \neq m$, tem-se

$$\begin{aligned}
 \mathcal{B}(m, v, j, i) & = \left[\operatorname{Re}(\bar{h}_{mk}) \operatorname{Re}(\bar{h}_{vk}) + \operatorname{Im}(\bar{h}_{mk}) \operatorname{Im}(\bar{h}_{vk}) \right] \\
 & \times \left[\operatorname{Re}(\bar{h}_{mj}) \operatorname{Re}(\bar{h}_{vj}) + \operatorname{Im}(\bar{h}_{mj}) \operatorname{Im}(\bar{h}_{vj}) \right] \\
 & \times \left[\operatorname{Re}(\bar{h}_{mk}) \operatorname{Im}(\bar{h}_{vk}) - \operatorname{Im}(\bar{h}_{mk}) \operatorname{Re}(\bar{h}_{vk}) \right] \\
 & \times \left[\operatorname{Re}(\bar{h}_{mj}) \operatorname{Im}(\bar{h}_{vj}) - \operatorname{Im}(\bar{h}_{mj}) \operatorname{Re}(\bar{h}_{vj}) \right]
 \end{aligned} \quad (7.20)$$

e, para $i \neq j$ e $\forall m$ e $\forall v$, tem-se $\mathcal{B}(m, v, j, i) = 0$.

Diferente do que ocorre com o ganho equivalente do canal α_k , é possível mostrar que a interferência multiusuário apresenta distribuições simétricas nas componentes real e imaginária, ou seja, $\mu_{\operatorname{Re}(\zeta_k)} = \mu_{\operatorname{Im}(\zeta_k)}$ e $\sigma_{\operatorname{Re}(\zeta_k)}^2 = \sigma_{\operatorname{Im}(\zeta_k)}^2$. Por fim, por meio da aplicação do LCLT, pode-se afirmar que $\zeta_k \sim \mathcal{CN}(0, 2\sigma_{\operatorname{Im}(\zeta_k)}^2)$.

7.3 Características dos Canais com Componentes LoS e do Erro de Estimação

Nesta seção, é proposta a aplicação do LCLT para a caracterização das componentes reais e imaginárias, tanto da envoltória do sinal recebido quanto da interferência multiusuário em um cenário CF, com a presença de componentes LoS e erro de estimação por distribuições gaussianas.

Como mostrado no Capítulo 4, embora a interferência multiusuário possa ser caracterizada por uma variável aleatória gaussiana circular simétrica tanto em cenários LoS quanto NLoS, na ausência de componentes em linha de visada a envoltória do sinal recebido é caracterizada por meio de uma distribuição GCS. Assim, a distribuição de probabilidade utilizada para a caracterização da envoltória do sinal recebido, apresentada neste capítulo, não se aplica a cenários nos quais todos os enlaces, entre um determinado UE e todos os APs que o servem, configuram uma condição NLoS.

Além disso, a presença do erro de estimação introduz variações de fase no sinal recebido tornando possível a caracterização da envoltória do sinal por meio da distribuição de Beckmann. Em um cenário sem erro de estimação, a distribuição de probabilidade da componente imaginária do ganho do canal é degenerada para um impulso de área unitária centrado na origem dos eixos coordenados. Assim, a distribuição de probabilidade que caracteriza a envoltória do sinal recebido passa a ser descrita pela distribuição do módulo de uma variável aleatória gaussiana, que é um caso particular da distribuição de Beckmann quando a média e a variância de uma das componentes tendem a zero.

7.3.1 Componente LoS em um Cenário CF

O ganho do canal, em um cenário CF LoS, pode ser descrito por meio da Expressão 7.1, de modo que a potência das componentes espalhadas β_{mk} é dada por [90]

$$\beta_{mk} = \frac{10^{\frac{P}{10}} S}{1 + \mathcal{A}_{mk} \nu_{mk}}, \quad (7.21)$$

em que \mathcal{A}_{mk} é uma variável aleatória de Bernoulli com probabilidade de sucesso dependente da distância dada por

$$\text{Prob} \{ \mathcal{A}_{mk} = 1 \mid d_{mk} \} = p_{\text{LoS}}(d_{mk}) \quad (7.22)$$

com [91]

$$p_{\text{LoS}}(d) = \min\left(\frac{19,1}{d}, 1\right) \left(1 - e^{-\frac{d}{18,3}}\right) + e^{-\frac{d}{18,3}}, \quad (7.23)$$

em que d_{mk} representa a distância entre o par UE e AP, $\min(a, b)$ denota o mínimo entre a e b e ν_{mk} é o fator de Rice, dado por [90]

$$\nu_{mk} = 10^{1,3-0,003d}. \quad (7.24)$$

A componente LoS, normalizada pela potência das componentes espalhadas, ou seja \bar{h}_{mk} , pode ser dada por [90]

$$\bar{h}_{mk} = \mathcal{A}_{mk} \sqrt{\nu_{mk}} e^{j\theta_{mk}}, \quad (7.25)$$

em que $\theta_{mk} \sim U[-\pi, \pi]$. Além disso, foi assumido que \bar{h}_{mk} varia na mesma velocidade que o β_{mk} , permanecendo constante por τ_q quadros. Por outro lado, a componente espalhada

normalizada, ou seja h_{mk} , é uma variável aleatória gaussiana circular simétrica, de potência unitária, cuja variação ocorre a cada τ_s símbolos transmitidos.

Assim, o ganho do canal em um cenário LoS pode ser expandido como

$$g_{mk} = \sqrt{\frac{10^{\frac{P}{10}} S}{1 + \mathcal{A}_{mk} \nu_{mk}}} \left(h_{mk} + \mathcal{A}_{mk} \sqrt{\nu_{mk}} e^{j\theta_{mk}} \right). \quad (7.26)$$

Deve-se notar que, quando $\mathcal{A}_{mk} = 0$, o enlace entre o m -ésimo AP e o k -ésimo UE configura uma condição NLoS.

7.3.2 Erro de Estimação em um Cenário CF

Nesta tese, é assumido a adoção do estimador por mínimos erros quadráticos médio (*Minimum Mean Squared Error* – MMSE) para a predição do ganho do canal. Além disso, é desconsiderada a contaminação piloto, portanto, a variância do erro de estimação entre o k -ésimo UE e o m -ésimo AP pode ser dada por [54]

$$\sigma_{\epsilon_{mk}}^2 = \frac{\beta_{mk}}{1 + \beta_{mk} \rho_p \tau_p}, \quad (7.27)$$

em que τ_p denota o comprimento da sequência piloto e ρ_p sua potência de transmissão média.

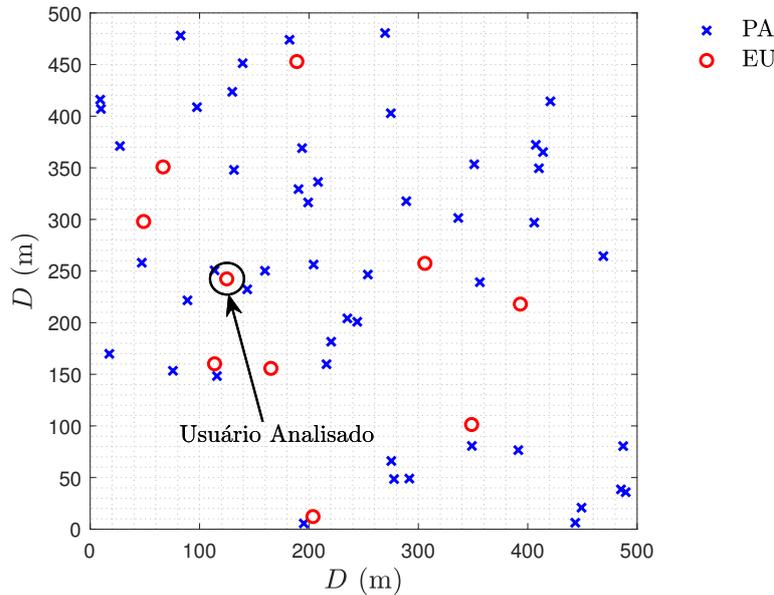
7.4 Resultados

Para os resultados, considera-se um cenário composto por M APs e K UEs posicionados aleatoriamente segundo uma distribuição bidimensional uniforme inseridos em uma região com $D = 500$ m. É assumido que os coeficientes de pequena escala permanecem constantes ao longo de um quadro com $\tau_s = 200$ símbolos transmitidos. A frequência central da portadora é de 28 GHz com largura de banda de 200 MHz. Para os coeficientes de larga escala, por sua vez, é utilizado o modelo ABG na configuração macro célula urbana, cujos parâmetros estão dispostos na Tabela 3.3, para caracterização da perda de percurso. Além disso, assume-se que os coeficientes de desvanecimento de larga escala permanecem constantes por $\tau_q = 40$ quadros transmitidos, formando uma realização do cenário ou um bloco de larga escala. Esse procedimento é então repetido por N_B realizações do cenário.

Na Figura 7.1, é apresentada uma possível realização de um cenário CF com $M = 50$ AP e $K = 10$ UE. Nessa figura está destacado o usuário que será usado como referência para discussão dos resultados apresentados nas Figuras 7.2 a 7.5.

Na Figura 7.2, é apresentada a PDF da parte real de α_k , ou seja, $\text{Re}(\alpha_k) = \psi_k + \varepsilon_{kQ}$, tomando como referência o usuário destacado na Figura 7.1. Para geração dessa figura, APs foram removidos aleatoriamente do cenário, para a análise do efeito da redução do

Figura 7.1 – Possível realização de um cenário CF com $M = 50$ APs e $K = 10$ UEs.



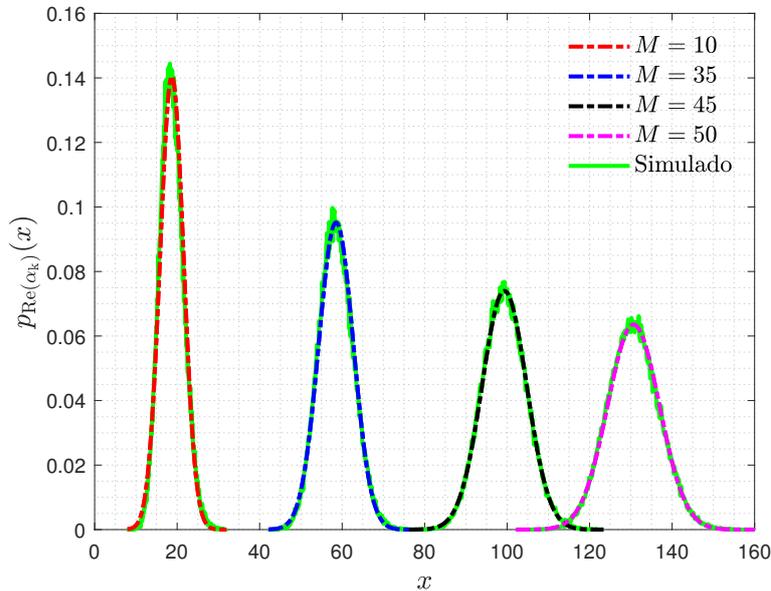
Fonte: Elaborada pelo autor.

número de transmissores na aderência dos resultados amostrais à curva teórica, devido à aplicação do LCLT. Como pode ser observado, mesmo para um número reduzido de AP como $M = 10$, previsto, por exemplo, na abordagem UC CF, há uma boa aderência nos resultados. Além disso, fica evidente o efeito do aumento da potência média entregue ao UE de interesse com o aumento do número de AP, pois a média da distribuição se desloca para a direita à medida que M aumenta. Na ausência de componentes LoS, a parte real de α_k apresenta comportamento caracterizado por uma distribuição GCS. Assim, a média de $\text{Re}(\alpha_k)$ pode ser vista como a soma da média de uma componente GCS com a soma de vetores ortogonais, cujos módulos representam as médias das componente LoS dos enlaces envolvidos na transmissão. Portanto, o aumento do número de AP eleva $\mu_{\text{Re}(\alpha_k)}$ e aumenta a potência média entregue ao usuário pelo sistema.

Ainda na Figura 7.2, pode-se observar o alargamento dos lóbulos das PDF da parte real de α_k com o aumento de M , como previsto na Expressão 7.8. Esse resultado pode ser justificado pelo alargamento da distribuição provocado pela convolução das PDFs dos termos da soma que compõe $\text{Re}(\alpha_k)$.

Uma análise do comportamento da PDF da parte imaginária de α_k é realizada por meio da Figura 7.3. Verifica-se uma boa aderência dos resultados amostrais à PDF proposta pela aplicação do LCLT para todos os números de AP considerados. Deve-se mencionar que, diferente da variância da parte real de α_k , a variância da componente imaginária do ganho efetivo, ou seja, $\sigma_{\text{Im}(\alpha_k)}^2$, torna-se nula na ausência de erro de estimação, como previsto na Expressão 7.6. Assim, na assunção de CSI perfeita, o desvanecimento efetivo passa a apresentar uma forte componente real, caracterizada por uma variável aleatória

Figura 7.2 – PDF da parte real de α_k para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de APs selecionados.



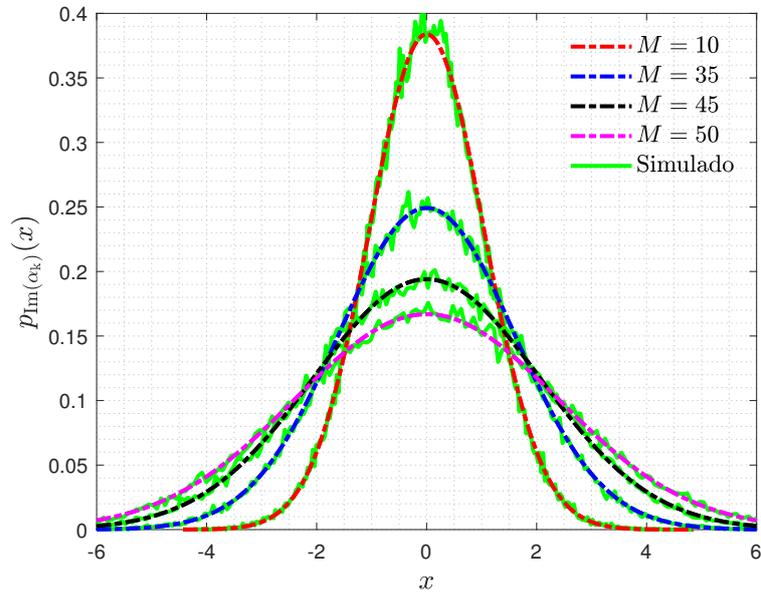
Fonte: Elaborada pelo autor.

gaussiana, e uma componente imaginária cuja distribuição foi degenerada para um impulso em zero. Além disso, como em cenários reais são previstos erros de estimação com pequena variância, é esperada uma baixa influência da componente imaginária na distribuição de $|\alpha_k|$. O alargamento do lóbulo da PDF de $\text{Im}(\alpha_k)$, com o aumento de M , pode ser explicado pelo espalhamento induzido pela soma acumulada dos erros de estimação em cada enlace considerado, ou ainda, pela convolução M dimensional realizada pelas PDFs dos M termos somados na composição das amostras de $\text{Im}(\alpha_k)$.

Na Figura 7.4, por sua vez, é apresentado o comportamento da PDF de $|\alpha_k|$ para diferentes números de APs, referente ao cenário apresentado na Figura 7.1. Como pode ser observado nas Figuras 7.2 e 7.3, as partes real e imaginária de α_k são gaussianas de médias e variâncias distintas. Além disso, como são previstos erros de estimação com variâncias baixas, o suporte da PDF da parte imaginária é muito inferior ao suporte da PDF da parte real de α_k . Dessa forma, é esperado que o comportamento de $|\alpha_k|$ seja dominado pelo comportamento de $\text{Re}(\alpha_k)$, como observado pelas similaridades entre os resultados apresentados nas Figuras 7.2 e 7.4.

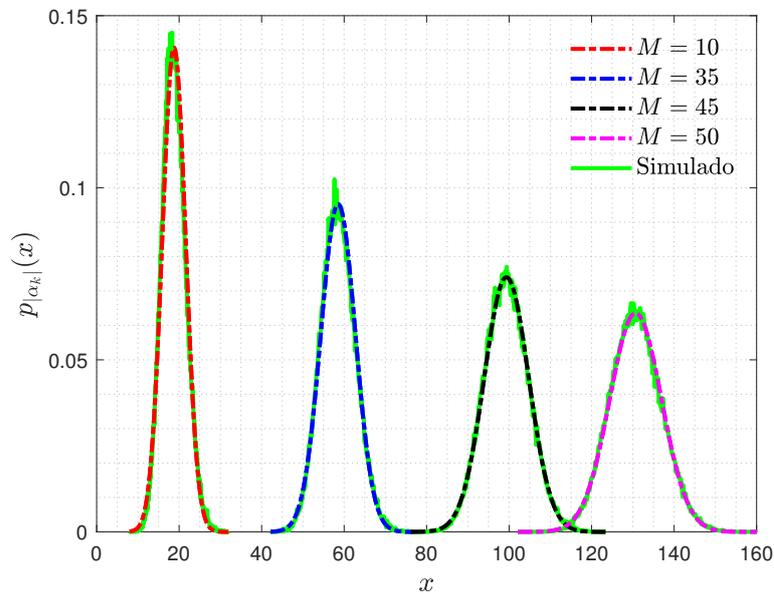
Por fim, o comportamento da PDF da parte real da interferência $\text{Re}(\zeta_k)$, para o usuário destacado na Figura 7.1, considerando a retirada de alguns UEs e APs para a análise da aderência entre os resultados amostrais e a PDF proposta pela aplicação do LCLT, pode ser observado na Figura 7.5. Verifica-se que tanto o aumento do número de APs quanto o aumento do número de UEs eleva a potência da interferência, caracterizado pelo alargamento do lóbulo da PDF de $\text{Re}(\zeta_k)$. Além disso, percebe-se que o aumento

Figura 7.3 – PDF da parte imaginária de α_k para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de APs selecionados.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 7.4 – PDF de $|\alpha_k|$ para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de APs selecionados.

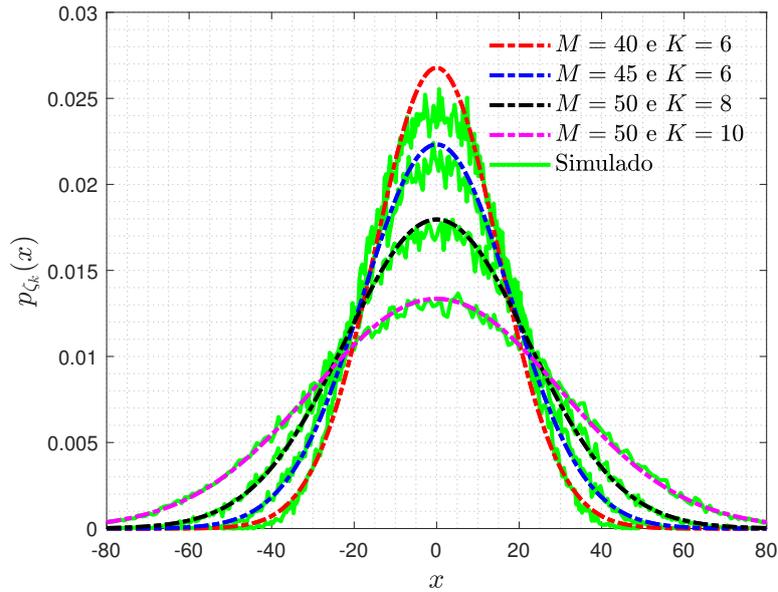


Fonte: Elaborada pelo autor.

do número de termos somados na composição de ζ_k , além de promover o aumento da potência da interferência, melhora a aderência dos resultados amostrais à PDF teórica proposta por meio da aplicação do LCLT. Deve-se mencionar que, embora o aumento de K e M eleve $\sigma_{\zeta_k}^2$, maiores níveis de energia recebida devem ser esperados em cenários com

elevado número de AP, como observado na Figura 7.2. Assim, é esperado que a utilização de técnicas de seleção de APs, utilizando como critério o aumento da SINR percebida pelo usuário, possa ser benéfica ao sistema.

Figura 7.5 – PDF da parte real de ζ_k para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de APs selecionados e a retirada de alguns UE do cenário.



Fonte: Elaborada pelo autor.

7.5 Considerações Finais

Neste capítulo, é apresentado um modelo simplificado para o sinal recebido pelo k -ésimo usuário no modelo CF na presença de LoS e erro de estimação do ganho do canal. É utilizado o LCLT para aproximar tanto a interferência multiusuário quanto o ganho efetivo do canal por variáveis aleatórias gaussianas complexas. Devido à assimetria entre as componentes real e imaginária das gaussianas que caracterizam o ganho do canal, utilizou-se a distribuição de Beckmann para caracterizar a PDF da envoltória do sinal recebido. Mostrou-se que o ganho do canal apresenta uma boa aderência ao modelo proposto, mesmo para pequenos números de APs e que, apesar da dependência da interferência ζ_k com os números de APs e UEs, sua distribuição de probabilidade converge para a distribuição proposta pelo LCLT. O modelo simplificado de sinal recebido possibilita, por exemplo, o cálculo da BEP, probabilidade de interrupção e capacidade média do canal, que fornecem métricas passíveis de uso na otimização do sistema.

8 Análise de Desempenho do Modelo *Cell-Free* na Presença de Componente LoS e de Erro de Estimação

Neste capítulo, são derivadas métricas com a finalidade de mensurar o desempenho de um sistema CF a partir do modelo de canal simplificado apresentado no Capítulo 4 e descrito pela Expressão 4.1, considerando a adição de componente LoS entre AP e UE e erro de estimação no ganho do canal. Para isso, inicialmente são apresentadas a PDF e CDF da SINR instantânea no receptor e seu valor médio. Posteriormente, são desenvolvidas expressões para a ECC e OP de um determinado usuário. A validação dos resultados obtidos é feita a partir de simulações de Monte Carlo, considerando diferentes configurações do cenário CF.

8.1 Relação Sinal-Ruído Instantânea e sua PDF

De modo análogo ao apresentado no Capítulo 5, é possível definir a SINR instantânea como o valor médio da SINR em um determinado quadro recebido. Dessa forma, ao analisar a Expressão 4.14, é possível escrever a SINR instantânea como

$$\begin{aligned}\gamma_k &= |\alpha_k|^2 \frac{\mathbb{E}[|q_k|^2]}{\mathbb{E}[|n_k|^2]} \\ &= |\alpha_k|^2 \gamma_{q_k},\end{aligned}\tag{8.1}$$

em que γ_{q_k} é dado pela Expressão 5.2, com $\sigma_{\zeta_k}^2 = \sigma_{\text{Re}(\zeta_k)}^2$, conforme apresentado na Expressão 7.18.

A PDF da SINR instantânea pode ser calculada a partir da transformação de variável aleatória dada pela Expressão 8.1 sobre a variável $|\alpha_k|$ com PDF dada pela Expressão 7.14. Assim,

$$\begin{aligned}p_{\gamma_k}(y) &= \frac{(1 + \kappa)(1 + l^2)}{4\pi\bar{\gamma}_k l} \exp\left[-\frac{\kappa(1 + l^2)}{2(1 + v^2)}\left(1 + \frac{v^2}{l^2}\right)\right] \\ &\times \int_0^{2\pi} \exp\left[-\frac{(1 + \kappa)(1 + l^2)}{2\bar{\gamma}_k}\left(\sin^2\theta + \frac{\cos^2\theta}{l^2}\right)y\right] \\ &\times \exp\left[\sqrt{\frac{\kappa(1 + \kappa)}{1 + v^2}}(1 + l^2)\left(\frac{v}{l^2}\cos\theta + \sin\theta\right)\sqrt{\frac{y}{\bar{\gamma}_k}}\right] d\theta u(y),\end{aligned}\tag{8.2}$$

com $\bar{\gamma}_k$ denotando a SINR média do k -ésimo EU dada por

$$\bar{\gamma}_k = \Omega\gamma_{qk},\tag{8.3}$$

e Ω dado pela Expressão 7.13. Adicionalmente, utilizando a substituição de variável $g(\theta) = \cos\theta$ e separando a região de integração nos intervalos de $[0, \pi]$ e de $[\pi, 2\pi]$, a Expressão 8.2 pode ser reescrita como

$$p_{\gamma_k}(y) = \frac{p_1}{\pi \bar{\gamma}_k l} \exp\left[-\frac{\kappa(1+l^2)}{2l^2}\right] \exp\left(-p_1 \frac{y}{\bar{\gamma}_k}\right) \times \int_{-1}^1 (1-g^2)^{-\frac{1}{2}} \exp\left[p_1 \left(1 - \frac{1}{l^2}\right) \frac{y}{\bar{\gamma}_k} g^2\right] \exp\left(p_2 \sqrt{\frac{y}{\bar{\gamma}_k}} g\right) dg, \quad (8.4)$$

que pode ser aproximada por meio da quadratura de Chebyshev-Gauss [92]. Consequentemente

$$p_{\gamma_k}(y) = \frac{p_1}{N_t \bar{\gamma}_k l} \exp\left[-\frac{\kappa(1+l^2)}{2l^2}\right] \exp\left(-p_1 \frac{y}{\bar{\gamma}_k}\right) \times \sum_{n=1}^{N_t} \exp\left[p_1 \left(1 - \frac{1}{l^2}\right) \frac{y}{\bar{\gamma}_k} g_n^2\right] \exp\left(p_2 \sqrt{\frac{y}{\bar{\gamma}_k}} g_n\right), \quad (8.5)$$

com N_t representando o número de termos na quadratura,

$$g_n = \cos\left[\frac{(2n-1)\pi}{N_t}\right], \quad (8.6)$$

$$p_1 = \frac{(1+\kappa)(1+l^2)}{2} \quad (8.7)$$

e

$$p_2 = \sqrt{\kappa(1+\kappa)} \frac{(1+l^2)}{l^2}. \quad (8.8)$$

Além disso, a CDF da SINR pode ser escrita como

$$P_{\gamma_k}(y) = \frac{p_1}{N_t \bar{\gamma}_k l} \exp\left[-\frac{\kappa(1+l^2)}{2l^2}\right] \times \sum_{n=1}^{N_t} \Psi\left\{\frac{p_1}{\bar{\gamma}_k} \left[1 - \left(1 - \frac{1}{l^2}\right) g_n^2\right], \frac{p_2}{\sqrt{\bar{\gamma}_k}} g_n; y\right\}, \quad (8.9)$$

em que

$$\Psi\{a, b; y\} = \frac{b\sqrt{\pi}}{2a^{3/2}} \exp\left(\frac{b^2}{4a}\right) \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{2a\sqrt{y}-b}{2\sqrt{a}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{b}{2\sqrt{a}}\right)\right] \times \frac{1}{a} [1 - \exp(-ay) \exp(b\sqrt{y})]. \quad (8.10)$$

As expressões de PDF e CDF da SINR são utilizadas para o cálculo de métricas como capacidade ergódica e probabilidade de interrupção do k -ésimo UE e a expressão de SINR média pode ser utilizada em técnicas de seleção de APs para a construção de células virtuais centradas no usuário.

8.2 Probabilidade de Interrupção do k -ésimo Usuário e por Usuário

A probabilidade de interrupção do k -ésimo AP pode ser dada pela CDF da SINR amostrada em γ_{th} , ou seja,

$$P_{\gamma_k}(\gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} p_{\gamma_k}(y) dy = P_{\gamma_k}(y)|_{y=\gamma_{th}}. \quad (8.11)$$

Assumindo que no período de observação não há adição ou remoção de usuários no sistema, a probabilidade de interrupção por usuário pode ser calculada como

$$P_{\gamma}(\gamma_{th}) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K P_{\gamma_k}(\gamma_{th}). \quad (8.12)$$

8.3 Capacidade Ergódica do Canal no k -ésimo Usuário e no Sistema

Sabendo que γ_k é uma variável aleatória com PDF dada pela Expressão 8.5, a capacidade média do canal para o k -ésimo usuário pode ser calculada como

$$\bar{C}_k = \int_0^{\infty} \log_2(1+y) p_{\gamma_k}(y) dy. \quad (8.13)$$

Assim,

$$\begin{aligned} \bar{C}_k &= \frac{p_1}{N_t \bar{\gamma}_k l} \exp \left[-\frac{\kappa(1+l^2)}{2l^2} \right] \\ &\times \sum_{n=1}^{N_t} \int_0^{\infty} \log_2(1+y) \exp \left(-p_1 \frac{y}{\bar{\gamma}_k} \right) \\ &\exp \left[p_1 \left(1 - \frac{1}{l^2} \right) \frac{y}{\bar{\gamma}_k} g_n^2 \right] \exp \left(p_2 \sqrt{\frac{y}{\bar{\gamma}_k}} g_n \right) dy, \end{aligned} \quad (8.14)$$

ou ainda,

$$\bar{C}_k = \frac{1}{N_t l} \exp \left[-\frac{\kappa(1+l^2)}{2l^2} \right] \sum_{n=1}^{N_t} \frac{1}{\left(1 - \left(1 - \frac{1}{l^2} \right) g_n^2 \right)} \int_0^{\infty} \exp(-y) T_n(y) dy, \quad (8.15)$$

em que

$$T_n(y) = \log_2 \left[1 + \frac{y \bar{\gamma}_k}{p_1 \left(1 - \left(1 - \frac{1}{l^2} \right) g_n^2 \right)} \right] \exp \left[p_2 g_n \sqrt{\frac{y}{p_1 \left(1 - \left(1 - \frac{1}{l^2} \right) g_n^2 \right)}} \right]. \quad (8.16)$$

Com o auxílio da quadratura de Gauss-Laguerre, a Expressão 8.15 pode ser expressa como [93]

$$\bar{C}_k = \frac{1}{N_t l} \exp \left[-\frac{\kappa(1+l^2)}{2l^2} \right] \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{c=1}^{N_c} \frac{T_n(y_c) \Delta_c}{\left(1 - \left(1 - \frac{1}{l^2} \right) g_n^2 \right)} \quad [\text{bits/s/Hz}], \quad (8.17)$$

em que N_c é o número de termos da quadratura, y_c a c -ésima raiz do polinômio de Laguerre $L_{N_c}(y)$ e Δ_c é dado por [93]

$$\Delta_c = \frac{y_c}{(1 + N_c)^2 [L_{N_c+1}(y_c)]^2} \quad (8.18)$$

e o polinômio de Laguerre de ordem n pode ser dado por [94]

$$L_n(y) = \frac{\exp(-y)}{n!} \frac{d^n}{dy^n} [y^n \exp(y)]. \quad (8.19)$$

Além disso, a capacidade média por usuário pode ser expressa por

$$\bar{C} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{C}_k \quad [\text{bits/s/Hz}]. \quad (8.20)$$

8.4 Resultados

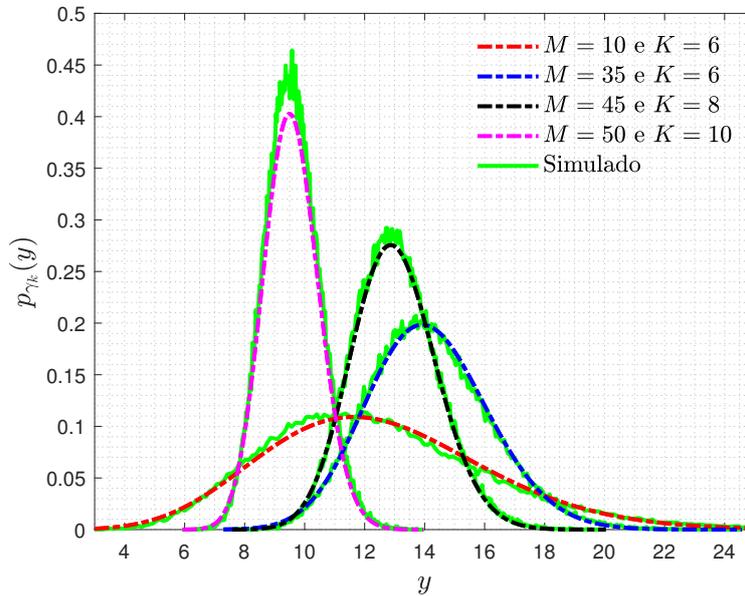
Para os resultados, considera-se um cenário composto por M APs e K UEs posicionados aleatoriamente, segundo uma distribuição bidimensional uniforme, inseridos em uma região com $D \times D$ m². É assumido que os coeficientes de pequena escala permanecem constantes ao longo de um quadro com $\tau_s = 200$ símbolos transmitidos. Para os coeficientes de larga escala, por sua vez, é utilizado o modelo ABG na configuração macro célula urbana, cujos parâmetros estão dispostos na Tabela 3.2, para caracterização da perda de percurso e do sombreamento. Além disso, os tempos de coerência para os desvanecimentos de pequena e larga escala, necessários à composição de uma realização de cenário, estão apresentados na Tabela 3.1. É considerado um número de termos de $N_t = 30$ por quadratura. Por fim, os resultados são analisados para $N_B = 5 \times 10^3$ realizações de cenário.

Os valores amostrais para a probabilidade de interrupção e capacidade média do canal são calculados seguindo as abordagens PF e FC, como descrito no Capítulo 5. Esses valores são então comparados com os resultados apresentados pelas Expressões 8.11, 8.12, 8.17 e 8.20 por meio de suas eCDFs ou valores médios.

Na Figura 8.1, é apresentada a PDF da SINR γ_k tomando como referência o usuário destacado na Figura 7.1. Para a geração desse resultado, APs e UEs foram retirados aleatoriamente do cenário para a análise do efeito da redução do número de transmissores e usuários na aderência dos resultados amostrais à PDF gaussiana, como previsto pelo LCLT. É observada uma forte aderência entre os resultados teóricos descritos pela Expressão 8.5 e amostrais entregues pelo modelo de simulação. Verifica-se o crescimento da SINR média com o aumento do número de APs de $M = 10$ para $M = 35$, mantendo-se o número de UEs fixo em $K = 6$. Por outro lado, observa-se uma diminuição na SINR com o aumento do número de UE de $K = 8$ para $K = 10$, mesmo com o incremento no número de APs de $M = 45$ para $M = 50$, como apresentado na Figura 8.1.

Os resultados descritos no Capítulo 7 e no presente capítulo consideram a existência de componentes LoS entre UE e APs. Assim, para a validação dos resultados, são

Figura 8.1 – Curvas da PDF de γ_k para o cenário apresentado na Figura 7.1, considerando diferentes números de AP selecionados.



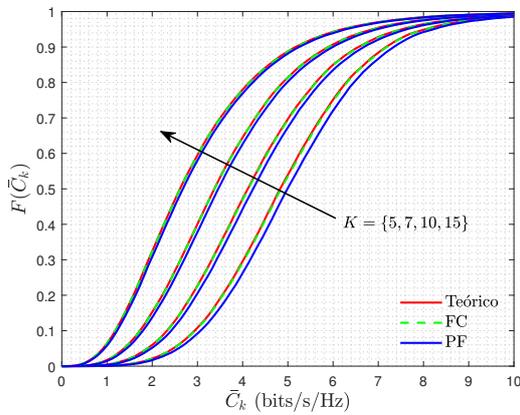
Fonte: Elaborada pelo autor.

considerados dois cenários: um com probabilidade de LoS entre cada par AP-UE de 100%, ou seja, $p_{\text{LoS}}(d) = 1$, e outro no qual essa probabilidade é dada pela Expressão 7.23.

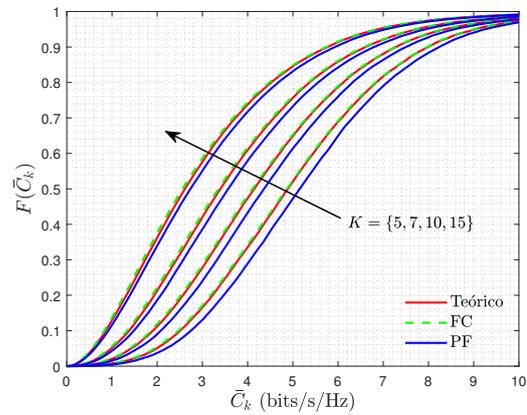
Na Figura 8.2, são apresentadas as CDFs empíricas da capacidade média dos usuários, considerando um cenário com $M = 50$ APs e diferentes números de UEs. Como esperado, é observada uma pequena perda de precisão nos resultados quando o cenário com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ é substituído pelo cenário com $p_{\text{LoS}}(d)$ dada pela Expressão 7.23. Esse efeito surge em decorrência da perda da característica beckmaniana com a diminuição do número de componentes LoS atendendo cada usuário. De fato, como mostrado no Capítulo 4, em um cenário na ausência total de LoS e de erro de estimação, o ganho do canal pode ser modelado por uma distribuição GCS. Além disso, verifica-se que quanto maior o número de usuários, menor é a diferença entre as curvas simuladas e teóricas para ambos os cenários. Entretanto, menores capacidades médias são experimentadas pelos usuários com o aumento de K .

De modo análogo, na Figura 8.3, são apresentadas as eCDFs de \bar{C}_k , considerando $K = 10$ UEs e M variando, em ambos os cenários com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ e com $p_{\text{LoS}}(d)$ variando em função da distância, conforme a Expressão 7.23. Mais uma vez, é possível observar uma pequena perda de precisão com a diminuição da probabilidade de LoS entre pares AP-UE. Além disso, verifica-se também um afastamento da curva teórica comparada à abordagem FC, e isso, no cenário com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$, ocorre devido ao número de termos adotado por quadratura N_t . Embora cenários com maiores densidades de APs e UEs favoreçam a aderência dos resultados devido à aplicação do LCLT, mais termos são necessários

Figura 8.2 – CDF empírica de \bar{C}_k para diferentes números de EU com $M = 50$ PAs, $\rho_d = 200$ mW e $\rho_p = 100$ mW.



(a) Cenário com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$.

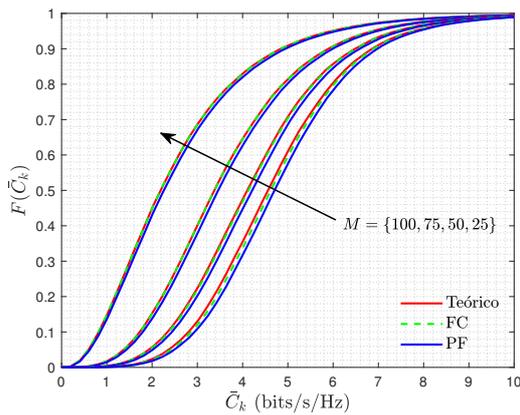


(b) Cenário com $p_{\text{LoS}}(d)$ de acordo com a Expressão 7.23.

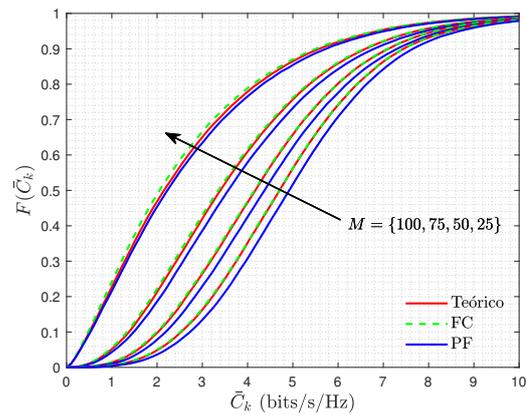
Fonte: Elaborada pelo autor.

às quadraturas para produzirem uma melhor aderência entre os resultados simulados e teóricos. Adicionalmente, pode-se observar o incremento da capacidade média com M devido ao aumento da diversidade espacial proporcionado pelos APs adicionais, conforme observado nas Figuras 8.3a e 8.3b.

Figura 8.3 – Curvas da eCDF de \bar{C}_k para diferentes números de APs com $K = 10$ UEs, $\rho_d = 200$ mW e $\rho_p = 100$ mW.



(a) Cenário com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$.



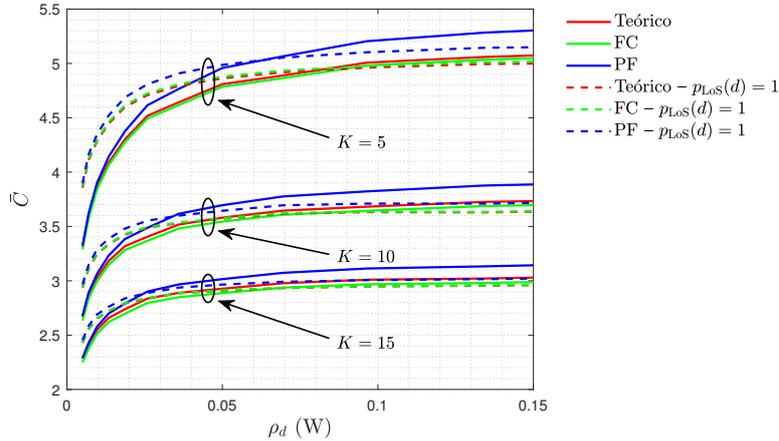
(b) Cenário com $p_{\text{LoS}}(d)$ de acordo com a Expressão 7.23.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Uma análise do desempenho do sistema, em termos da capacidade média por UE em função da potência de transmissão ρ_d , dada pela Expressão 8.20, pode ser realizada com o auxílio da Figura 8.4. Como esperado de um cenário multiusuário, o aumento da potência de transmissão dos APs, apesar de promover uma melhora no desempenho do

sistema, eleva a potência da interferência multiusuário, levando a uma saturação em \bar{C} com o aumento de ρ_d .

Figura 8.4 – Curvas da ECC por UE \bar{C} em função de ρ_d considerando diferentes quantidades de usuários, $M = 50$ APs e os cenários com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ e de acordo com a Expressão 7.23.



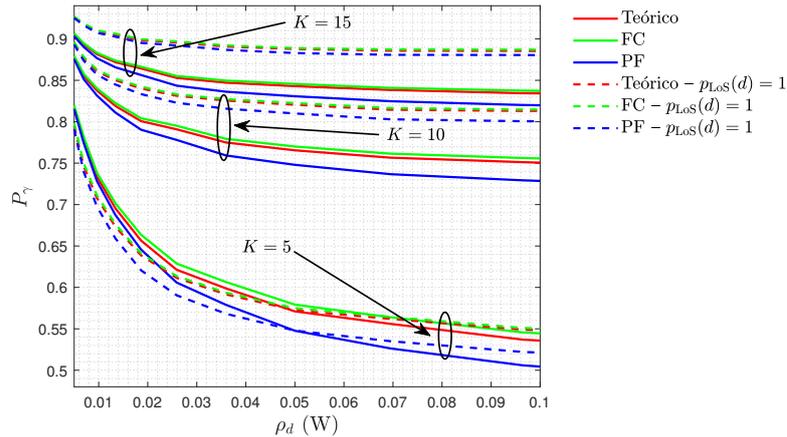
Fonte: Elaborada pelo autor.

Para pequenos valores de ρ_d , o sistema é limitado principalmente pelo ruído no receptor. Contudo, à medida que ρ_d aumenta, a interferência torna-se mais relevante. Como $\sigma_{\zeta_k}^2$ também cresce com o aumento de K , são verificados menores valores de \bar{C} quanto maior for o número de usuários transmitindo. Além disso, apesar de sistemas de entrada e saída única (*Single-Input Single-Output* – SISO), operando com enlaces na presença de componentes LoS, em geral, exibirem melhores desempenhos em termos da capacidade \bar{C} , em sistemas como o CF, esse comportamento pode ser verificado apenas para baixos valores da potência de transmissão. De fato, como pode ser verificado por meio da Expressão 7.18, a potência da interferência é uma função das potências das componentes LoS de todos enlaces entre os UE interferentes e os APs transmitindo informação. Assim, no cenário com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$, todos os enlaces apresentam componentes LoS, conseqüentemente, cada UE experimenta maiores níveis de interferência. Como para baixos valores de ρ_d o efeito da interferência é suplantado pelo ruído, para essa faixa de valores da potência de transmissão é esperado que o cenário com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ forneça um desempenho melhor do que o cenário cuja probabilidade de ocorrência de um enlace LoS é dado pela Expressão 7.23, como observado para $0 \lesssim \rho_d \lesssim 0,5$ W. Por outro lado, para maiores valores de ρ_d , o sistema pode tomar vantagem da componente LoS sendo forçado a experimentar menores níveis de interferência. Assim, o cenário híbrido, com $p_{\text{LoS}}(d)$ dada pela Expressão 7.23, que também é o cenário mais provável, exibe um melhor desempenho em termos de \bar{C} à medida que ρ_d aumenta.

Na Figura 8.5, são apresentadas curvas de OP em função da potência de transmissão, considerando $\gamma_{th} = 15$ dB, $M = 50$ APs e diferentes números de usuários K . Mais uma

vez, verifica-se a saturação de desempenho do sistema com o aumento de ρ_d devido ao crescimento da potência da interferência. Além disso, pode-se afirmar que, nos cenários com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$, em geral, o desempenho do sistema é inferior.

Figura 8.5 – Curvas de OP média por EU P_γ em função de ρ_d , considerando diferentes números de usuários, $M = 50$ APs, $\gamma_{th} = 15$ dB e os cenários com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ e de acordo com a Expressão 7.23.



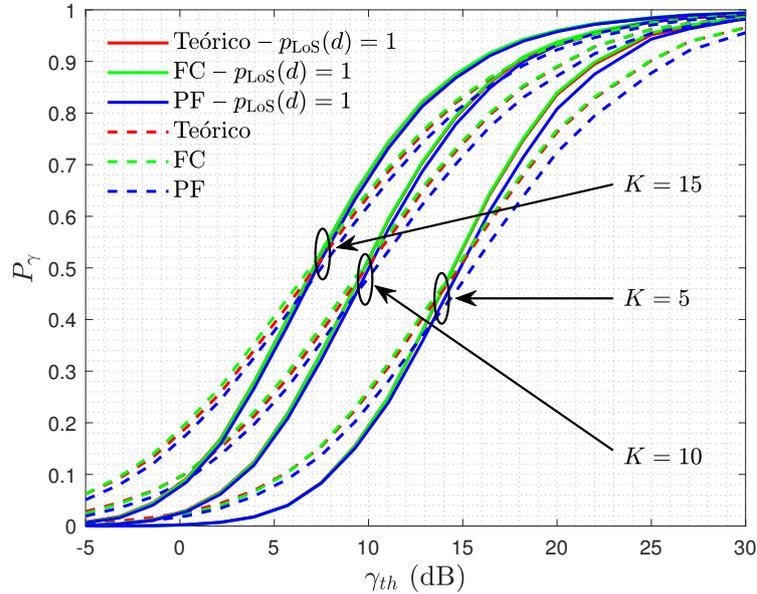
Fonte: Elaborada pelo autor.

Em cenários com maior densidade de UEs, como em $K = 10$ e $K = 15$, são estabelecidos elevados níveis de interferência, deslocando o lóbulo das PDFs das SINRs de cada usuário para próximo do eixo em $\gamma_k = 0$. Com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$, esse deslocamento se torna ainda mais evidente, justificando as elevadas POs nesses cenários. Adicionalmente, como em $K = 5$, o sistema exibe uma SINR média significativamente maior do que para $K = 10$ e $K = 15$, e a potência da interferência cresce mais rapidamente quando todos os usuários exibem componentes LoS. Para $K = 5$, é observada uma inversão de comportamento nas curvas de OP, em função de ρ_d , nos cenários com $p_{\text{LoS}}(d) = 1$ e com $p_{\text{LoS}}(d)$ dada pela Expressão 7.23, como pode ser verificado na Figura 8.5.

Uma análise da probabilidade de interrupção média P_γ em função da SINR limiar γ_{th} , considerando diferentes números de usuários K , pode ser realizada por meio da Figura 8.6. Observa-se o aumento da probabilidade de interrupção à medida que o número de usuários cresce. Esse efeito pode ser justificado pelo aumento da potência da interferência aliada ao rateio da potência entregue por cada AP para todos os usuários no sistema, com o aumento de K .

Os resultados apresentados fornecem um arcabouço útil para a aplicação de técnicas de otimização baseadas em estratégias em tempo real, pois, ser capaz de conhecer as métricas de desempenho, sempre que o coeficiente de larga escala do canal for estimado, fornece flexibilidade ao sistema de se adaptar em tempo hábil.

Figura 8.6 – Curvas de OP média por EU P_γ em função de γ_{th} , considerando diferentes números de usuários, $M = 50$ APs, $\rho_p = 200$ mW e os cenários com $p_{LoS}(d) = 1$ e de acordo com a Expressão 7.23.



Fonte: Elaborada pelo autor.

8.5 Considerações Finais

Neste capítulo, são apresentadas expressões inéditas para a PDF da SINR instantânea no enlace de descida, probabilidade de interrupção e capacidade do canal do k -ésimo usuário, considerando a existência de componentes LoS entre os pares AP-UE. Além da análise comportamental das métricas apresentadas concernentes às variações dos parâmetros operacionais do sistema, como potência de transmissão, número de APs e número de UEs, coerentes com os observados no Capítulo 5, é realizada uma investigação da precisão das expressões propostas para preverem as métricas apresentadas. Essa investigação é realizada em função dos parâmetros operacionais citados, bem como de um aspecto físico-estrutural do cenário, ou seja, da probabilidade de surgimento de componentes LoS entre pares AP-UE. Por meio dos resultados apresentados, é observada uma pequena perda de precisão das expressões derivadas quando a probabilidade de ocorrência de componentes LoS diminui. Por outro lado, a precisão dos resultados apresentados é similar à observada no Capítulo 5, que não inclui a presença de componentes LoS entre os pares AP-UE. Além disso, ao considerar a abordagem CF UC, na qual um número reduzido de APs é selecionado para servir cada UE, pode-se inferir que, para uma melhor caracterização do cenário, é necessário a utilização tanto das expressões propostas no Capítulo 5 quanto dos resultados apresentados no atual capítulo, para a caracterização de cenários puramente NLoS, LoS e híbridos, pois, em ambientes densamente urbanizados a probabilidade de ocorrência de componentes LoS pode ser muito pequena. Aliado a isso, se, devido ao

elevado nível de interferência transmitido por alguns APs, o algoritmo de seleção AP optar por enlaces NLoS, faz-se necessário a utilização das expressões apresentadas no Capítulo 5, que são capazes de prever as métricas do sistema por meio de expressões em forma fechada, na ausência de LoS.

9 Otimização Combinada para Sistemas *Cell-Free* em Cenários LoS

Neste capítulo, são apresentadas técnicas de otimização para sistemas CF considerando cenários com probabilidade de ocorrência de componentes LoS não nulas. É derivada uma expressão teórica para a BEP do k -ésimo usuário, a qual é utilizada, juntamente com um algoritmo de seleção de AP, para maximizar a transferência de dados dada uma determinada restrição.

Inicialmente, é apresentada a derivação da expressão teórica da BEP do k -ésimo usuário no enlace de descida em cenários LoS, utilizando a distribuição de Beckmann para caracterizar o ganho efetivo do canal, como proposto no Capítulo 7. Os valores fornecidos pela expressão de BEP servem de critério para a seleção da ordem de modulação utilizada conjuntamente com uma técnica de seleção de APs, similarmente ao apresentado no Capítulo 6. São descritos os ganhos introduzidos pelas técnicas de seleção de AP e AM isoladamente e apresentado o ganho adicional pela utilização de ambas as técnicas em conjunto.

9.1 Modulação Adaptativa para Sistemas *Cell-Free*

Como mostrado no Capítulo 5, o conhecimento prévio das características estatísticas do canal de comunicações fornece bons indicadores de desempenho do sistema. Nesta seção, a BEP do k -ésimo UE em um sistema CF é calculada para ser utilizada em uma técnica de AM, de modo análogo ao descrito na Seção 6.1.

9.1.1 Probabilidade de Erro de *Bit* do k -ésimo UE

A probabilidade de erro de *bit*, considerando um dado usuário k , P_k , para o esquema de modulação M_m -QAM, com mapeamento Gray, em um canal com ruído AWGN, pode ser calculada por meio da Expressão 6.2, como mostrado no Capítulo 6. Assim, utilizando a probabilidade de erro no k -ésimo *bit* condicionada à SINR instantânea no receptor do referido usuário, dada pela Expressão 6.6, e lembrando que na presença de componentes LoS, a PDF da SINR pode ser dada pela Expressão 8.5, é possível escrever a probabilidade de erro no j -ésimo *bit* do k -ésimo UE como

$$P_k(j) = \frac{1}{\sqrt{M_m}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-j})\sqrt{M_m}-1} w_{ij} \int_0^{\infty} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{a_i y}{\log_2 M_m}} \right) p_{\gamma_k}(y) dy, \quad (9.1)$$

ou ainda,

$$P_k(j) = \frac{1}{\sqrt{M_m}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-j})\sqrt{M_m}-1} w_{ij} \int_0^\infty e^{-y} \mathcal{G}_{ik}(y) dy, \quad (9.2)$$

com

$$\mathcal{G}_{ik}(y) = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{a_i y}{\log_2 M_m}} \right) p_{\gamma_k}(y) e^y \quad (9.3)$$

e $p_{\gamma_k}(y)$ dada pela Expressão 8.5. Assim, por meio da quadratura de Gauss-Laguerre, é possível reescrever a Expressão 9.2 como

$$P_k(j) = \frac{1}{\sqrt{M_m}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-j})\sqrt{M_m}-1} \sum_{c=1}^{N_t} w_{ij} \Delta_c \mathcal{G}_{ik}(y_c), \quad (9.4)$$

em que Δ_c é dado pela Expressão 8.18 e y_c é a c -ésima raiz do polinômio de Laguerre de ordem N_t . Por fim, a expressão de BEP do k -ésimo UE em um cenário com $p_{\text{LoS}}(d) \neq 0$ pode ser expressa por

$$P_k = \frac{1}{\sqrt{M_m} \log_2 \sqrt{M_m}} \sum_{j=1}^{\log_2 \sqrt{M_m}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-j})\sqrt{M_m}-1} \sum_{c=1}^{N_t} w_{ij} \Delta_c \mathcal{G}_{ik}(y_c). \quad (9.5)$$

A BEP do k -ésimo UE, além de um indicador de desempenho de sistema, pode ser utilizada para a aplicação de técnicas de otimização. Neste trabalho, a Expressão 9.5 é utilizada para aplicações de AM.

9.2 Seleção de Pontos de Acesso

Como mostrado no Capítulo 6, a escolha da técnica de seleção de APs é capaz de alterar o desempenho do sistema, melhorando métricas como capacidade média do canal, probabilidade de interrupção e BER.

9.2.1 Técnica de Seleção de Pontos de Acesso Adotada

Este capítulo analisa dois diferentes critérios de associação de AP e UE, um inspirado na técnica apresentada em [39], nomeado Algoritmo 1, e outra baseado na expressão teórica SINR dada pela Expressão 8.3, desenvolvida nesta pesquisa, ou Algoritmo 2. Para o Algoritmo 1, devido à existência da componente LoS, a CPU lista os indicadores RSS de cada k -ésimo UE, dados por

$$R_{mk} = \beta_{mk} \left(1 + |\bar{h}|^2 \right), \quad (9.6)$$

em ordem crescente e seleciona os S primeiros AP da lista para definir a célula virtual de cada UE. Vale mencionar que, na ausência de componentes LoS, $R_{mk} = \beta_{mk}$.

Para o Algoritmo 2, com a finalidade de reduzir o esforço computacional, a estratégia adotada é de selecionar os enlaces com maior SINR entre todos os APs e UEs. Assim, para cada usuário, a CPU calcula e ordena os valores da SINR de cada enlace, dadas por

$$\bar{\gamma}_{mk} = \frac{\sigma_{|\alpha_{mk}|}^2 \sigma_q^2}{\sigma_w^2 + \sigma_{\zeta_{km}}^2}, \quad (9.7)$$

em que $\sigma_{|\alpha_{mk}|}^2$ denota a potência média do desvanecimento em cada enlace, dada por

$$\begin{aligned} \sigma_{|\alpha_{mk}|}^2 &= \rho_d \eta_{mk} \beta_{mk} \sigma_{\varepsilon_{mk}}^2 \left(1 + |\bar{h}_{mk}|^2\right) \\ &+ \rho_d \eta_{mk} \beta_{mk} \beta_{mk} \left(1 + |\bar{h}_{mk}|^2\right)^2 \\ &+ \rho_d \eta_{mk} \beta_{mk} \beta_{mk} \left(1 + 2|\bar{h}_{mk}|^2\right) \end{aligned} \quad (9.8)$$

com

$$\sigma_{\zeta_{mk}}^2 = \rho_d \sigma_q^2 \beta_{mk} \beta_{mj} \eta_{mj} \left(1 + |\bar{h}_{mk}|^2\right) \left(1 + |\bar{h}_{mj}|^2 + \frac{\sigma_{\varepsilon_{mj}}^2}{\beta_{mj}}\right), \quad (9.9)$$

e seleciona os S APs cujos enlaces apresentam a melhor SINR.

9.3 Resultados

Para os resultados, considera-se um cenário composto por M APs e K UEs posicionados aleatoriamente segundo uma distribuição bidimensional uniforme inseridos em uma região com $D = 500$ m. Os tempos de coerência para os desvanecimentos de pequena e larga escala estão de acordo com a Tabela 3.1. A frequência central da portadora é de 28 GHz com largura de banda de 200 MHz. Para os coeficientes de larga escala, é utilizado o modelo ABG na configuração macro célula urbana, cujos parâmetros estão dispostos na Tabela 3.3, para caracterização da perda de percurso. Cada realização do cenário ou um bloco de larga escala, com duração τ_q , é então repetido por N_B realizações do cenário com a finalidade de obtenção de estatísticas suficientes para a análise. Para todos os resultados, são adotados cenários com $0 \leq p_{\text{LoS}}(d) \leq 1$, conforme a Expressão 7.23, com a finalidade de comparar as expressões propostas com cenários mais próximos do real.

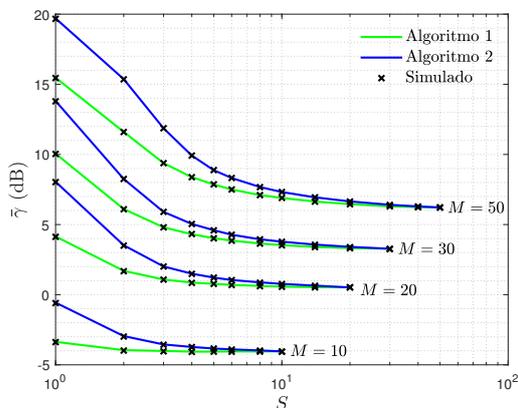
Na Figura 9.1, são apresentadas curvas das médias dos γ_k dos K UEs em função de S para os diferentes algoritmos de seleção de APs adotados no trabalho, com $\rho_d = 500$ mW. São considerados diferentes configurações de sistema, variando os números de APs e UEs, os quais são posicionados aleatoriamente. Para cada valor médio $\bar{\gamma}$, são simuladas realizações independentes até que a diferença dos valores entre a realização atual e a anterior seja menor do que 10^{-5} ou que 10^3 realizações sejam contadas.

Observa-se que, para todas as configurações de cenários adotadas, o Algoritmo 2, proposto na tese, em média fornece uma SINR maior ou igual do que a fornecida pelo

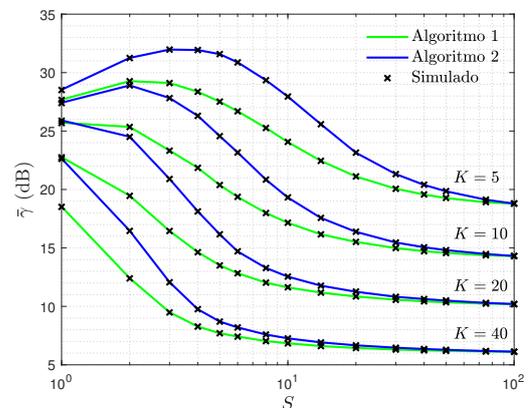
Algoritmo 1, proposto na literatura. Como mencionado no Capítulo 6, é esperado que ambas as técnicas de atribuição de APs forneçam os mesmos resultados quando $S \rightarrow M$, pois nessa condição a probabilidade de seleção dos mesmos APs por ambos os algoritmos aumenta. Por outro lado, para menores valores de S , o Algoritmo 2 é capaz de tomar vantagem da informação adicional fornecida pela expressão de SINR teórica desenvolvida neste trabalho, para selecionar os APs que maximizem a SINR de cada usuário, fornecendo, por exemplo, uma SINR média cerca de 4 dB mais alta, quando comparada ao Algoritmo 1, para $S = 2$, $M = 50$ e $K = 20$, como observado na Figura 9.1a.

Quando o número de APs M aumenta, mais potência é entregue aos usuários, justificando os maiores níveis de SINR com o aumento de M , quando $S \rightarrow M$. Além disso, em cenários com alta densidade de APs, é observada uma maior probabilidade de estabelecimento de enlaces de curta distância e enlaces com componentes LoS não-nulas, justificando os elevados níveis de SINR para pequenos valores de S nessas condições, como pode ser observado na Figura 9.1a. Por outro lado, o aumento do número de UEs eleva os níveis de interferência, diminuindo a SINR experimentada por cada usuário. Assim, em cenários com baixa densidade de UEs, ambos os algoritmos tomam vantagem da diversidade espacial e da esparsidade das matrizes de canal para elevar a SINR conforme o S aumenta. Isso ocorre pois, em cenários com poucos usuários, é possível a alocação de múltiplos APs para o atendimento exclusivo de apenas um UE, porém, à medida que S aumenta, a condição de atendimento exclusivo pode não ser sempre aceita, levando ao decréscimo da SINR com o aumento de S , mesmo em cenários com poucos UEs, como os observados na Figura 9.1b para $K = 5$ e $K = 10$, devido ao surgimento de componentes interferentes quando um AP necessita atender a mais de um UE.

Figura 9.1 – SINR média em função do tamanho da célula UC S para diferentes algoritmos de seleção, considerando $\rho_d = 500$ mW e diferentes números de UEs e APs.



(a) SINR média em função de S para diferentes números de APs e $K = 20$ UEs.



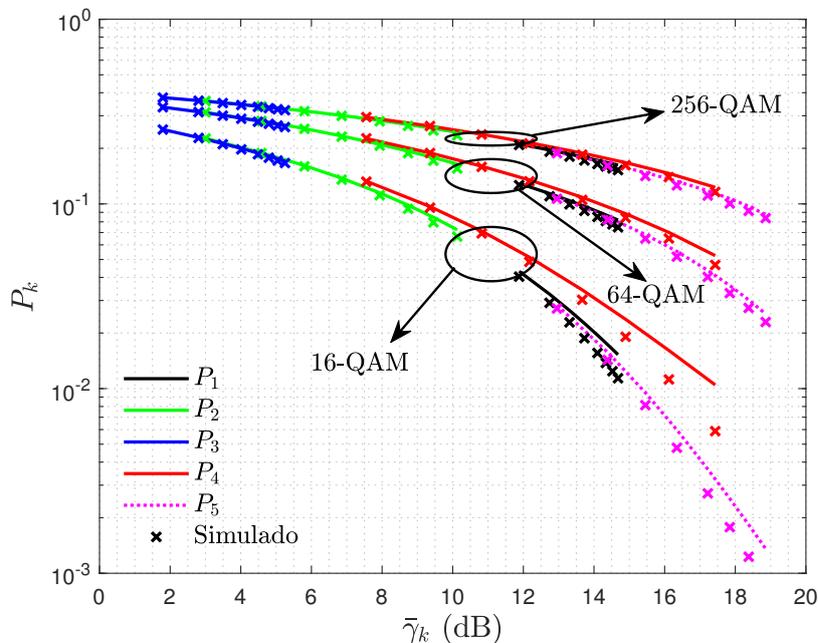
(b) SINR média em função de S para diferentes números de UEs e $M = 100$ APs.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A arquitetura CF parte do pressuposto que, ao tomar vantagem da diversidade espacial, afundamentos de longa duração, como os provocados pelo sombreamento, ou desvanecimentos profundos, promovidos pelas oscilações rápidas do canal em decorrência do desvanecimento de pequena escala, possam ser minimizados. Assim, apesar de, em algumas situações, principalmente em cenários com alta densidade de UEs, maiores SINRs serem observadas com $S = 1$, optar por selecionar apenas um AP para o atendimento de um ou mais UEs diminui a macro-diversidade espacial, tornando o enlace passível de afundamentos de sinal que inviabilizem o estabelecimento de uma comunicação confiável.

Na Figura 9.2, são apresentadas as BEPs dos usuários em um cenário CF em função da SINR para os esquemas de modulação 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM. Para esse resultado, foi considerado que os $K = 5$ UEs e $M = 50$ APs foram posicionados aleatoriamente, suas coordenadas espaciais e os sombreamentos em cada enlace não foram alterados ao longo de toda a simulação, preservando os valores dos β_{mk} e \bar{h}_{mk} . A potência de transmissão ρ_d foi variada no intervalo de 10 mW a 1 W. Cada BEP P_k foi traçada em função da SINR média de cada usuário $\bar{\gamma}_k$. Assim como observado na Figura 6.2, verifica-se que diferentes usuários experimentam SINR distintas, efeito justificável pelos mesmos motivos discutidos no Capítulo 6.

Figura 9.2 – Curvas de P_k para os diferentes UEs no sistema, considerando $M = 50$ APs, $K = 5$ UEs, $S = M$ APs selecionados em função da SINR experimentada por cada UE e diferentes ordens de modulação M_m .

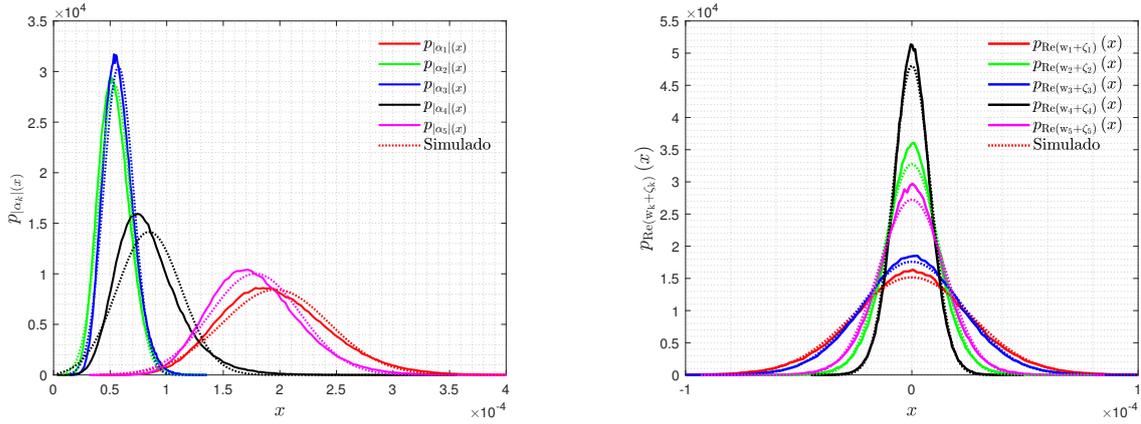


Fonte: Elaborada pelo autor.

A falta de aderência nos resultados apresentados na Figura 9.2 pode ser explicada com o auxílio da Figura 9.3. Observa-se que, apesar de um bom ajuste entre as curvas

simuladas e teóricas, referentes às variáveis interferência mais ruído $w_k + \zeta_k$, há uma imperfeição na aderência entre os resultados teóricos e simulados dos ganhos do canal $|\alpha_k|$, que pode explicar os resultados apresentados na Figura 9.3. Vale mencionar que, à medida que a probabilidade de LoS entre os UEs e APs aumenta, menor deve ser a diferença entre os resultados teóricos e simulados.

Figura 9.3 – Curvas das PDFs teóricas e histogramas normalizados das amostras das variáveis aleatórias do ganho do canal e da interferência mais ruído para diferentes usuários no cenário.



(a) PDF do ganho do canal dos UEs para o resultado apresentado na Figura 9.2.

(b) PDF da interferência mais ruído no canal dos UEs para o resultado apresentado na Figura 9.2.

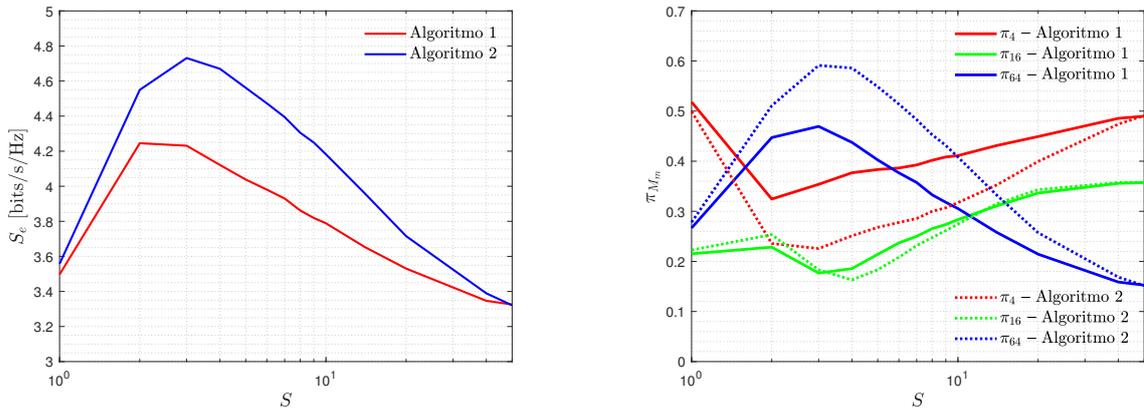
Fonte: Elaborada pelo autor.

No próximo conjunto de figuras, são analisados os impactos da aplicação conjunta das técnicas de seleção de APs e AM no sistema CF com cenário híbrido, $0 \leq p_{\text{LoS}}(d) \leq 1$, em termos da eficiência espectral, conforme definida por meio da Expressão 6.1, e da probabilidade de ocorrência das ordens de modulação M_m , ou seja, π_{M_m} .

Na Figura 9.4, são apresentados os resultados simulados, considerando um cenário com $M = 50$, $K = 5$, $\rho_d = 20$ mW, aplicação do Algoritmo 1 e do Algoritmo 2 para a seleção de AP e a utilização de AM, variando S no intervalo $[1, M]$. É evidente o ganho introduzido por ambas as técnicas de seleção de APs, confirmando a vantagem da abordagem UC CF frente ao CF convencional. Além dos ganhos, em termos das prováveis reduções da complexidade dos receptores e da capacidade demandada pela rede de infraestrutura, não analisados neste trabalho, observa-se na Figura 9.4a um máximo na SE do sistema para S muito menor que M para ambas as técnicas de seleção de APs utilizadas. Ainda, por meio da Figura 9.4a, é possível observar que o Algoritmo 2, desenvolvido nesta tese, é capaz de garantir uma SE cerca de 12% maior do que o Algoritmo 1, a partir da adição de apenas um AP à célula virtual em torno de cada UE, ou seja, para o Algoritmo 1 tem-se $C = 4,24$ bits/s/Hz com $S = 2$ e, para o Algoritmo 2, tem-se $C = 4,73$ bits/s/Hz com $S = 3$. Além disso, embora com $S = 3$ seja observada uma maior demanda da rede

de infraestrutura, o sistema pode tomar vantagem da macro diversidade espacial para a redução da probabilidade de bloqueios, garantindo o estabelecimento de uma transmissão confiável.

Figura 9.4 – Probabilidade π_{M_m} e SE em função de S , considerando $M = 50$ APs, $K = 5$ UEs, $\rho_d = 200$ mW e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$.



(a) Curvas da SE obtidas a partir da utilização da técnica de AM para o sistema CF em função da potência do tamanho da célula UC S considerando diferentes algoritmos de atribuição de APs.

(b) Probabilidade de ocorrência do esquema de modulação M_m -QAM π_{M_m} devido à aplicação da técnica de AM do tamanho da célula UC S considerando diferentes algoritmos de atribuição de APs.

Fonte: Elaborada pelo autor.

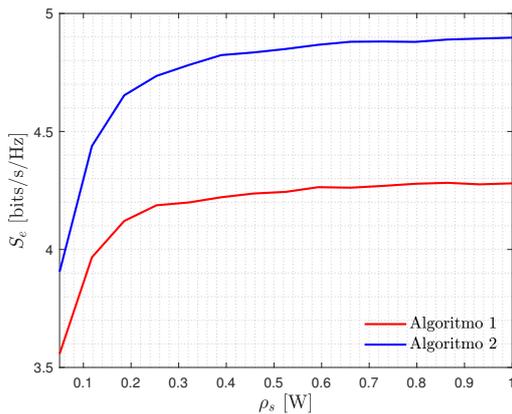
Por sua vez, conforme observado na Figura 9.4b, para $S = 1$, analisando ambas as técnicas de seleção de AP, verifica-se uma maior probabilidade de ocorrência do esquema de modulação 4-QAM. De fato, quando apenas um AP é selecionado, os canais dos UEs ficam sujeitos tanto aos efeitos dos desvanecimentos de pequena escala, capazes de alterar, por exemplo, os formatos das regiões de decisão das constelações utilizadas na demodulação do sinal recebido, alterando a taxa de decaimento da BEP com a SINR, observado na Figura 9.2, quanto aos efeitos introduzidos pelo desvanecimento de larga escala, promovendo um afundamento na SINR e elevando a BEP dos usuários, também observado na Figura 9.2. O efeito do desvanecimento de larga escala deve ser destacado pois esse é capaz de elevar rapidamente a BEP dos usuários forçando a técnica AM a optar pelo esquema 4-QAM com maior frequência, justificando $\pi_4 > 0,5$ para $S = 1$. Por outro lado, à medida que S aumenta, o sistema passa a tomar vantagem da macro diversidade espacial, possibilitando à técnica de AM a optar pelo esquema mais denso adotado na simulação, o 64-QAM, como observado na Figura 9.4b.

Por outro lado, após a SE atingir o seu valor máximo, com $S = 2$ para o Algoritmo 1 e $S = 3$ para o Algoritmo 2, verifica-se que o esquema de modulação 64-QAM passa a ser escolhido com menor probabilidade à medida que S aumenta. Isso ocorre pois o ganho introduzido pela macro diversidade espacial passa a ser superado pela degradação forçada

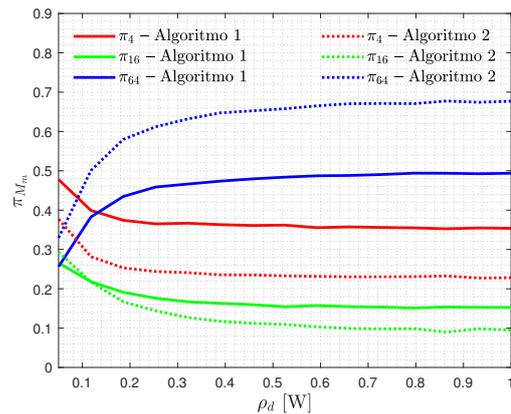
pelo aumento da interferência multiusuário, diminuindo a SINR dos UEs e forçando a AM a optar por esquemas de modulação menos densos, conforme observado na Figura 9.4b. Além disso, pode-se afirmar que a técnica de seleção desenvolvida neste trabalho oferece uma maior probabilidade de ocorrência de esquemas de modulação mais densos, elevando a SE do sistema.

Na Figura 9.5, são apresentados os resultados simulados em função da potência de transmissão ρ_d para um cenário UC CF, com $M = 50$, $K = 5$, $S = 4$, considerando diferentes técnicas de atribuição de APs, o Algoritmo 1 e o Algoritmo 2. Por meio dos resultados, pode-se observar que a técnica de atribuição de APs desenvolvida na tese, o Algoritmo 2, é superior ao apresentado na literatura, fornecendo uma SE maior para toda a faixa de ρ_d analisada, atingindo um aumento de até aproximadamente 14%, conforme apresentado na Figura 9.5a.

Figura 9.5 – Probabilidade π_{M_m} e SE em função de ρ_d , considerando $M = 50$ APs, $K = 5$ APs, $S = 4$ APs selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$.



(a) Curvas de SE obtidas a partir da aplicação da AM para o sistema CF em função da potência de transmissão ρ_d considerando diferentes algoritmos de atribuição de APs.



(b) Probabilidade de ocorrência do esquema de modulação M_m -QAM π_{M_m} devido à aplicação da técnica de AM em função da potência de transmissão ρ_d considerando diferentes algoritmos de atribuição de APs.

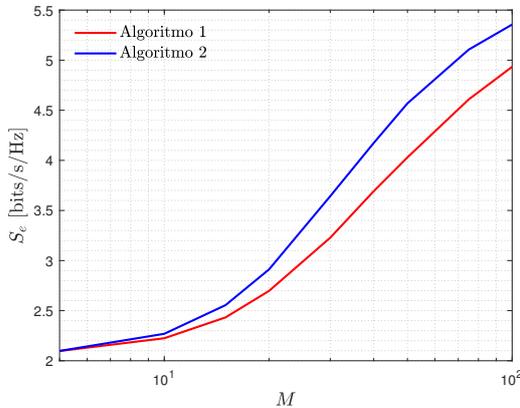
Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 9.5b, são observadas saturações nas probabilidades de ocorrência dos esquemas de modulação considerados à medida que ρ_d aumenta, resultado também refletido na Figura 9.5a com a saturação na SE. Além disso, é observada uma inversão nas probabilidades de π_4 e π_{64} em ambas as técnicas de atribuição de APs analisadas. Para pequenos valores de ρ_d , o desempenho do sistema é limitado pelo ruído no receptor. Como nessa condição a potência do sinal é muito pequena, forçando elevadas BERs aos usuários, a técnicas de AM opta pelo esquema 4-QAM com maior frequência. Por outro lado, à medida que ρ_d aumenta, maiores SINRs passam a ser observadas pelos UEs, dando margem à seleção de maiores ordens de modulação. Como o crescimento de ρ_d também promove o aumento da

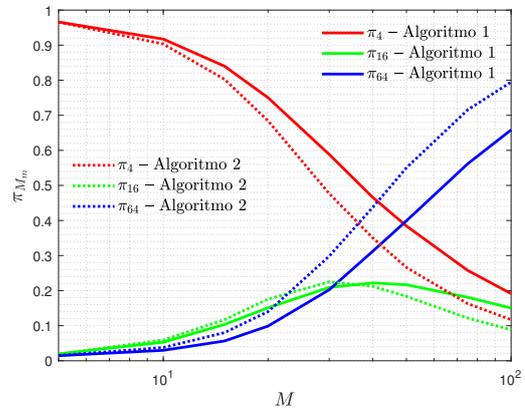
potência da interferência, o Algoritmo 2 pode tomar vantagem da informação adicional da SINR média teórica, obtida por meio da Expressão 9.7, e minimizar a interferência experimentada por cada usuário, elevando as probabilidades de seleção de constelações mais densas pela técnica de AM, como observado na Figura 9.5b.

Uma análise da influência do aumento do número de APs M na aplicação conjunta de uma técnica de AM e de atribuição de AP pode ser conduzida com o auxílio da Figura 9.6. É verificada uma baixa SE, promovida por uma elevada π_4 para $M = 5$. Além disso, como para essa condição específica do cenário tem-se $S = M$, segue que os desempenhos do sistema para ambas as técnicas de atribuição de APs é o mesmo. Adicionalmente, deve ser lembrado que, como para pequenos valores de M , a probabilidade de um mesmo AP atender simultaneamente múltiplos UEs aumenta, nessa condição são verificadas duas principais causas para a queda de desempenho do sistema: a primeira está relacionada à divisão da potência de cada AP pelo número de UEs a ele atribuído, diminuindo a potência total entregue a cada usuário, a segunda causa está associada ao aumento da potência da interferência que surge à medida que mais UEs estão associadas a um mesmo AP.

Figura 9.6 – Curvas de π_{M_m} e SE em função de M , considerando $K = 5$ UEs, $S = 5$ APs selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$.



(a) Curvas da SE obtidas a partir da aplicação da AM para o sistema CF em função do número de APs disponíveis M , considerando diferentes algoritmos de atribuição de APs.



(b) Probabilidade de ocorrência do esquema de modulação M_m -QAM π_{M_m} devido à aplicação da técnica de AM em função do número de APs disponíveis M , considerando diferentes algoritmos de atribuição de APs.

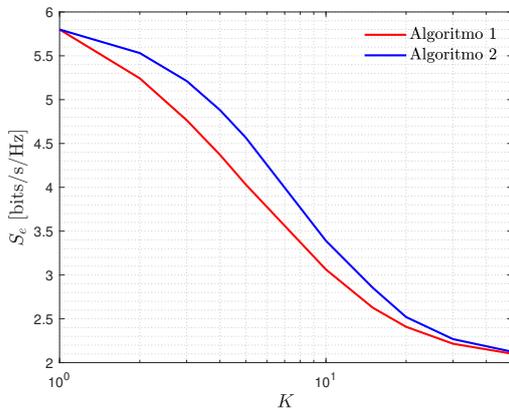
Fonte: Elaborada pelo autor.

Conforme o número de APs disponíveis no cenário aumenta, além de aumentar a macro-diversidade espacial, mais liberdade é fornecida às técnicas de seleção de APs para a melhoria do desempenho do sistema, possibilitando à AM selecionar ordens de modulação mais densas com maior probabilidade, elevando a SE, como pode ser verificado nas Figura 9.6a e 9.6b. Além disso, como o Algoritmo 2 opta pela escolha de APs de modo

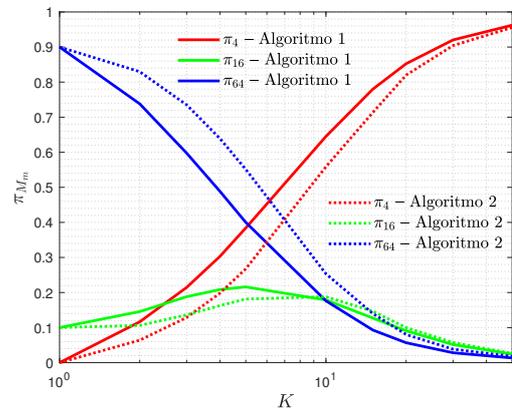
a reduzir a interferência de cada UE, é observado um melhor desempenho do sistema, mesmo com um número reduzido de APs, frente ao Algoritmo 1 quando $S > M$.

O conjunto de curvas apresentado na Figura 9.7 pode ser utilizado para explicar o efeito da adição de usuários ao cenário, considerando a existência de $M = 50$ APs, operando a uma potência de transmissão de $\rho_d = 200$ mW no modo UC CF com $S = 5$ e a aplicação conjunta da técnica de AM, proposta na tese, e diferentes algoritmos de atribuição de APs, o Algoritmo 1 e o Algoritmo 2.

Figura 9.7 – Curvas de π_{M_m} e SE em função de M , considerando $K = 5$ UEs, $S = 5$ APs selecionados e $T_{\text{tsh}} = 10^{-2}$.



(a) Curvas de SE obtidas a partir da aplicação da AM para o sistema CF em função do número de APs disponíveis M , considerando diferentes algoritmos de atribuição de APs.



(b) Probabilidade de ocorrência do esquema de modulação M_m -QAM π_{M_m} devido à aplicação da técnica de AM em função do número de APs disponíveis M , considerando diferentes algoritmos de atribuição de APs.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Quando há apenas um UE no cenário, a interferência por ele experimentada é nula. Assim, o sistema passa a ser limitado pelo efeitos conjuntos dos desvanecimentos de larga e pequena escala e do ruído. Dessa forma, dado que não haja um desvanecimento profundo, a ordem da modulação selecionada pela técnica de AM dependerá apenas da potência de transmissão dos APs que o servem, justificando a elevada probabilidade π_{64} na presença de apenas um UE no cenário. Além disso, para $K = 1$ tem-se $\sigma_{\zeta_1}^2 = 0$. Como a potência do ruído depende das características do receptor do usuário, a seleção pelo RSS e pela SINR passam a coincidir, como pode ser notado pela superposição das curvas de π_{M_m} para $K = 1$, observada na Figura 9.7b.

Por outro lado, à medida que o número de UEs no cenário K aumenta, a interferência multiusuário passa a coexistir com os demais efeitos degenerativos presentes no canal e, nesse ponto, o Algoritmo 2 passa a tomar vantagem da informação adicional propiciada pelo conhecimento teórico *a priori* do nível de SINR, fornecido pela Expressão 9.7, para

garantir um desempenho superior ao Algoritmo 1, conforme demonstrado pelos maiores níveis de SE observados na Figura 9.7a.

9.4 Considerações Finais

Neste capítulo, foram derivadas expressões para a relação sinal-ruído mais interferência por enlace e para a probabilidade de erro de *bit* de um determinado equipamento de usuário. Por meio dessas expressões, duas otimizações para sistemas CF foram aplicadas conjuntamente: uma para melhorar o desempenho do sistema por meio da seleção de APs e outra com a finalidade de melhorar a SE por meio da aplicação de uma técnica de AM. Os efeitos combinados de ambas as técnicas de otimização foi analisado por meio da probabilidade de ocorrência dos esquemas de modulação e da eficiência espectral. Foram consideradas duas técnicas distintas de seleção de pontos de acesso, uma extraída da literatura e outra desenvolvida na pesquisa. Observou-se que a seleção de APs com base no algoritmo desenvolvido no trabalho é capaz de fornecer maiores SE quando aliada à técnica de AM, em comparação à seleção de APs apresentada na literatura. Além disso, assim como verificado no Capítulo 6, os resultados apontam que embora o tamanho ótimo da célula virtual centrada no UE seja, em geral, muito menor do que o número total de APs disponível no cenário, por exemplo $S = 2$ no Algoritmo 1 com $M = 50$ e $K = 5$, e $S = 3$ no Algoritmo 2 em cenários com os mesmos números de UE e APs, aumentar o número de unidades transmissoras disponíveis pode beneficiar o sistema por reduzir a probabilidade de atribuição de múltiplos usuários a um mesmo AP e melhorar a macro diversidade espacial. Por outro lado, observa-se um limite prático para o aumento da potência de transmissão por unidade transmissora devido ao surgimento de uma saturação no desempenho do sistema em decorrência do aumento dos níveis de interferência multiusuário.

10 Conclusões da Tese e Trabalhos Futuros

O aumento na demanda das redes de comunicações móveis, decorrente do crescimento no número de dispositivos conectados à rede e do interesse por novos serviços, preservando, por exemplo, requisitos de baixa latência, boa qualidade do serviço oferecido aos usuários e altas taxas de dados, aliada à necessidade de uma cobertura de sinal mais eficientes, tornou as arquiteturas distribuídas, como os sistemas sem célula (*Cell-Free* – CF), fortes candidatas às futuras gerações de comunicações móveis.

Devido às promissoras características dos sistemas CF, como melhor cobertura, potencial de aumentar o número de dispositivos conectados à rede, fornecendo uma experiência uniformizada entre eles, com taxas de dados maiores do que as observadas em sistemas celulares co-localizados, neste trabalho foram desenvolvidas novas expressões para o cálculo de métricas de desempenho levando em conta, além dos efeitos anteriormente incorporados por resultados de literatura especializada, os efeitos introduzidos pelo desvanecimento de pequena escala, por meio de uma abordagem físico-matemática precisa.

Assim, até o momento da escrita da tese, pelo que é de conhecimento do autor, podem ser listadas as seguintes contribuições da pesquisa:

- Caracterização do ganho efetivo do canal: Foram modelados três cenários distintos para sistemas CF. No primeiro, é considerada a inexistência de linha de visada (*Line-of-Sight* – LoS) em todos os enlaces, possibilitando a caracterização do ganho do canal por meio da distribuição Chi-Quadrado Generalizada (*Generalized Chi Squared* – GCS). Nos outros dois cenários, que consideram ou todos os enlaces ou alguns enlaces com a presença de LoS, o ganho do canal foi caracterizado por meio da distribuição de Beckmann. Sendo verificada uma perda de precisão nos resultados com a diminuição do número de enlaces com componente LoS;
- Caracterização da interferência multiusuário: Por meio da aplicação do Teorema Central do Limite de Lyapunov (*Lyapunov Central Limit Theorem* – LCLT), foi possível caracterizar a interferência multiusuário por meio de distribuições gaussianas circulares simétricas em todos os cenários independente das condições das componentes LoS;
- Proposição de um modelo de sinal recebido simplificado: A partir das caracterizações da interferência multiusuário e do ganho efetivo do canal, foi possível descrever um modelo simplificado para o sinal recebido no enlace de descida para sistemas CF. Esse modelo simplificado possibilitou o cálculo de diversas métricas de desempenho do sistema;

- Desenvolvimento de expressões acuradas: Devido à inexistência de uma distribuição de probabilidade para caracterizar o ganho efetivo do canal, as métricas de desempenho são derivadas por meio da aplicação da desigualdade de Jensen. Por outro lado, esta tese foi o primeiro trabalho a derivar as métricas de desempenho do sistema por meio da ponderação de seus valores instantâneos pela distribuição de probabilidade do ganho efetivo do canal, gerando resultados mais acurados. Entre as métricas derivadas, pode-se citar:
 1. Relação sinal ruído mais interferência média (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio* – SINR);
 2. Probabilidade de interrupção (*Outage Probability* – OP);
 3. Capacidade do ergódica do canal (*Ergodic Channel Capacity* – ECC);
 4. Probabilidade de erro de *bit* (*Bit Error Probability* – BEP).
- Proposição de um algoritmo de seleção de pontos de acesso (*Access Point* – AP): Por meio das expressões de SINR derivadas, foi desenvolvida uma técnica de seleção de APs;
- Esta tese foi o primeiro trabalho a aplicar uma técnica de modulação adaptativa (*Adaptive Modulation* – AM) a sistemas CF a partir das expressões de BEP: Foi aplicada uma técnica de AM com a finalidade de maximizar o uso do canal e elevar a eficiência espectral (*Spectral Efficiency* – SE);
- Aplicação de uma técnica de otimização combinada: Por meio da aplicação combinada da técnica de seleção de APs, proposta nesta tese, e do algoritmo de AM, foi possível elevar em até 40% a SE de sistemas CF.

Além das contribuições diretas, a análise dos resultados obtidos forma um arcabouço de informações que contribuem para o entendimento dos sistemas CF.

A comparação com resultados presentes na literatura ajuda a validar os achados da tese, pois a verificação de alguns comportamentos presentes em sistemas CF, já consolidados pela literatura, por meio das expressões teóricas derivadas, permite solidez aos resultados apresentados:

- Influência do número de APs: Foi observado que o aumento do número de APs melhora o desempenho do sistema. Quanto mais unidades transmissoras, maior é a probabilidade do estabelecimento de enlaces de curtas distâncias, reduzindo as perdas de percurso. Além disso, maiores níveis de potência podem ser observadas, pois a cada AP é atribuída uma potência de transmissão pré-definida;
- Influência do número de equipamentos de usuários (*User Equipment* – UE): Para cada UE adicionado ao cenário, cada AP a ele atribuído passa a transmitir informação que

pode compor a interferência multiusuário experimentada pelos demais UEs. Além disso, se a um mesmo AP forem atribuídos múltiplos UEs, a potência transmitida por essa unidade transmissora é rateada pelo número de usuários atribuídos a esse AP, reduzindo o desempenho do sistema;

- Influência da potência de transmissão ρ_d : Embora o aumento de ρ_d imprima uma maior relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* – SNR), são observadas saturações no desempenho do sistema à medida que a potência de transmissão aumenta, pois o aumento de ρ_d eleva a potência da interferência multiusuário;
- Influência do tamanho da célula centrada no usuário S : Foi observado que selecionar, de forma inteligente, o número de APs atribuídos a cada UE tem o potencial de melhorar o desempenho do sistema.

Além dos resultados corroborados pela literatura, achados adicionais puderam ser encontrados a partir das expressões teóricas propostas, do algoritmo de AM aplicado e da técnica de seleção de APs proposta:

- Influência do número de APs na precisão das equações derivadas: À medida que M aumenta, maior é o número de termos somados para a composição das variáveis aleatórias que foram caracterizadas a partir da aplicação do LCLT, favorecendo a convergência das distribuições de probabilidade que caracterizam essas variáveis, melhorando a precisão das expressões derivadas;
- Influência do número de UEs na precisão das equações derivadas: Da mesma forma como ocorreu com o aumento de M , o aumento de K favorece a precisão das equações pelos mesmos motivos;
- Influência de ρ_d : Como a potência da interferência cresce com o aumento de ρ_d , maiores níveis de potência de transmissão têm impacto negativo na precisão das expressões propostas se os demais parâmetros do sistema forem mantidos constantes;
- Vantagem da técnica de seleção de APs proposta: A técnica de seleção de APs proposta, além de apresentar uma complexidade similar à técnica inspirada na literatura, apresenta um desempenho superior por ser capaz de incorporar informações acerca dos níveis de interferência, ruído e ganho direto do canal, fornecendo um desempenho superior quando comparado com a técnica proposta na literatura;
- Ganho introduzido pelo algoritmo de AM aplicado: O algoritmo de modulação adaptativa foi capaz de adequar as ordens de modulação dos usuários às características do canal de comunicação, maximizando o uso do canal. Entretanto, devido aos níveis de taxa de erro de *bit* (*Bit Error Rate* – BER) observados, há indicativos da necessidade de utilização de códigos corretores de erro para a redução da BER;

- Ganhos introduzidos pela otimização combinada: Foi observado que a otimização combinada tem o potencial de reduzir os tamanhos das células virtuais em torno dos usuários, fornecendo uma maior SE na região de baixa BER. Os resultados mostraram que a técnica combinada pode oferecer uma SE até 40% maior quando aplicada com a técnica de seleção de APs proposta na tese.

10.1 Trabalhos Futuros

Sendo apontada como uma das tecnologias para a sexta geração de comunicações móveis, há muitos campos para a contribuição em temas relacionados aos sistemas CF [18–20]. Assim, podem ser citadas as seguintes propostas de continuação desta pesquisa:

- Desenvolvimento de expressões para cenários cujos APs e os UEs possam ser equipados com múltiplas antenas;
- Aplicação de técnicas de AM que levem em conta não apenas a BEP, mas também a ECC do canal de cada usuário;
- Devido aos elevados níveis de interferência, que promovem uma elevação nos níveis de BER, há espaço para o estudo de códigos corretores de erro;
- Desenvolvimento de expressões que sejam capazes de incorporar variações aleatórias do sombreamento;
- Estudo de técnicas otimizadas para a atribuição de sequências piloto para a estimação de canal;
- Desenvolvimento de uma técnica combinada de atribuição de APs associada à distribuição dos coeficientes de controle de potência para a redução da interferência.

10.2 Trabalhos Submetidos e Publicados

Os trabalhos em que o autor desta tese figura como primeiro autor e que foram obtidos diretamente desta pesquisa são os seguintes:

- *On the Adaptive Modulation for User-Centric Cell-Free Massive MIMO Systems*, IEEE Access, Março, 2024;
- *Downlink Outage Probability and Channel Capacity for Cell-Free Massive MIMO Systems*, submetido à Tsinghua Science and Technology;
- *Performance of Cell-Free Systems in Generalized Fading Channels*, International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC 2020), Novembro, 2020, Montreal, Canadá.

Alguns dos trabalhos em que o autor desta tese figura como co-autor com temas fortemente correlacionados ao objeto de estudo da presente pesquisa são os seguintes:

- *Análise Comparativa de Sistemas Móveis Baseados em Pontos Distribuídos*, XL Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2022.
- *Performance of Cell-Free Systems with Channel Reciprocity Errors*. Radioengineering, Abril, 2021;
- *Performance of Mixed Channel Cell-free Systems*, IEEE International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC 2020), Outubro, 2020, Montreal, Canadá;
- *Cell-free performance under RF mismatch*, 11th Latin-American Conference on Communications (Latincom 2019), Novembro, 2019, Salvador, Brasil;
- *Performance of a Cell-Free MIMO Under RF Mismatch*, ACM International Conference on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems (MSWiM 2019), Novembro, 2019, Miami, EUA;
- *Estimação de Canal em Sistemas Sem Células Sujeitos aos Descasamento RF*, XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT 2019), Setembro, 2019, Petrópolis, Brasil;
- *Impacto do descasamento de radiofrequência sobre o Desempenho de Sistemas Sem Células*, IX Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação (ENCOM 2019), 2019, Petrolina, Brasil.

Referências

- 1 GUPTA, A.; JHA, R. K. A Survey of 5G Network: Architecture and Emerging Technologies. **IEEE Access**, v. 3, p. 1206–1232, 2015.
- 2 TAYYABA, S. K.; SHAH, M. A. 5G Cellular Network Integration with SDN: Challenges, Issues and Beyond. In: IEEE. **International Conference on Communication, Computing and Digital Systems (C-CODE)**. [S.l.], 2017. p. 48–53.
- 3 AYDEMIR, M.; CENGIZ, K. Emerging Infrastructure and Technology Challenges in 5G Wireless Networks. In: IEEE. **International Multidisciplinary Conference on Computer and Energy Science (SpliTech)**. [S.l.], 2017. p. 1–5.
- 4 CHOWDHURY, M. Z. *et al.* 6G Wireless Communication Systems: Applications, Requirements, Technologies, Challenges, and Research Directions. **IEEE Open Journal of the Communications Society**, v. 1, p. 957–975, 2020.
- 5 ALSHARIF, M. H. *et al.* Sixth Generation (6G) Wireless Networks: Vision, Research Activities, Challenges and Potential Solutions. **Symmetry**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 12, n. 4, p. 676, 2020.
- 6 TONKIKH, E.; BUROBINA, K.; SHURAKHOV, A. Possible Applications of Sixth Generation Communication Networks. In: IEEE. **Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications**. [S.l.], 2020. p. 1–6.
- 7 MARZETTA, T. L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 9, n. 11, p. 3590, 2010.
- 8 NGO, H. Q. *et al.* Cell-Free Massive MIMO versus Small Cells. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 16, n. 3, p. 1834–1850, 2017.
- 9 ZHOU, S. *et al.* Distributed Wireless Communication System: A New Architecture for Future Public Wireless Access. **IEEE Communications Magazine**, v. 41, n. 3, p. 108–113, 2003.
- 10 CHEN, Z.; BJÖRNSON, E. Channel Hardening and Favorable Propagation in Cell-Free Massive MIMO with Stochastic Geometry. **IEEE Transactions on Communications**, v. 66, n. 11, p. 5205–5219, 2018.
- 11 GESBERT, D. *et al.* Multi-Cell MIMO Cooperative Networks: A New Look at Interference. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, IEEE, v. 28, n. 9, p. 1380–1408, 2010.
- 12 SAWAHASHI, M. *et al.* Coordinated Multipoint Transmission/Reception Techniques for LTE-Advanced. **IEEE Wireless Communications**, v. 17, n. 3, p. 26, 2010.
- 13 NAYEBI, E. *et al.* Cell-Free Massive MIMO Systems. In: IEEE. **Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers**. [S.l.], 2015. p. 695–699.

- 14 NGO, H. Q. *et al.* Cell-Free Massive MIMO: Uniformly Great Service for Everyone. In: **IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 201–205.
- 15 BUZZI, S.; D’ANDREA, C. Cell-Free Massive MIMO: User-Centric Approach. **IEEE Wireless Communications Letters**, v. 6, n. 6, p. 706–709, 2017.
- 16 ZHANG, Y. *et al.* Data-Aided Channel Estimation for OFDM-IDMA Systems. In: **IEEE International Conference on Digital Signal Processing (DSP)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4.
- 17 BASHAR, M. *et al.* Cell-Free Massive MIMO with Limited Backhaul. In: **IEEE International Conference on Communications (ICC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–7.
- 18 HE, H. *et al.* Cell-Free Massive MIMO for 6G Wireless Communication Networks. **Journal of Communications and Information Networks**, PTP, v. 6, n. 4, p. 321–335, 2021.
- 19 KASSAM, J. *et al.* A Review on Cell-Free massive MIMO systems. **Electronics**, MDPI, v. 12, n. 4, p. 1001, 2023.
- 20 ZHENG, J. *et al.* Mobile Cell-Free Massive MIMO: Challenges, Solutions, and Future Directions. **IEEE Wireless Communications**, 2024.
- 21 TSE, D.; VISWANATH, P. **Fundamentals of Wireless Communication**. [S.l.]: Cambridge University Press, 2005.
- 22 DUARTE, R. M. *et al.* Performance Analysis of Pilot Sequence Assignment Criteria in Multicellular MU-MIMO Systems. In: **IEEE Latin-American Conference on Communications (Latincom)**. Vienna, Austria: [s.n.], 2018.
- 23 INTERDONATO, G. *et al.* Downlink Spectral Efficiency of Cell-Free Massive MIMO with Full-Pilot Zero-Forcing. In: **IEEE Global Conference on Signal and Information Processing (GlobalSIP)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1003–1007.
- 24 MAI, T. C. *et al.* Pilot Power Control for Cell-Free Massive MIMO. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 67, n. 11, p. 11264–11268, 2018.
- 25 SARKER, M.; FAPOJUWO, A. O. Granting Massive Access by Adaptive Pilot Assignment Scheme for Scalable Cell-Free Massive MIMO Systems. In: **IEEE Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–5.
- 26 SARKER, M.; FAPOJUWO, A. O. Access Point-User Association and Auction Algorithm-Based Pilot Assignment Schemes for Cell-Free Massive MIMO Systems. **IEEE Systems Journal**, 2023.
- 27 ALMEIDA, D. B. de *et al.* Performance of Cell-Free Systems in Generalized Fading Channels. In: IEEE. **International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC)**. [S.l.], 2020. p. 1–5.
- 28 NAYEBI, E. *et al.* Precoding and Power Optimization in Cell-Free Massive MIMO Systems. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 16, n. 7, p. 4445–4459, 2017.

- 29 MAI, T. C.; NGO, H. Q.; DUONG, T. Q. Uplink Spectral Efficiency of Cell-Free Massive MIMO with Multi-Antenna Users. In: IEEE. **International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom)**. [S.l.], 2019. p. 126–129.
- 30 HOFFMANN, M.; KRYSZKIEWICZ, P. Evaluation of User-Centric Cell-Free Massive Multiple-Input Multiple-Output Networks Considering Realistic Channels and Frontend Nonlinear Distortion. **Applied Sciences**, MDPI, v. 14, n. 5, p. 1684, 2024.
- 31 NAYEBI, E. *et al.* Performance of Cell-Free Massive MIMO Systems with MMSE and LSFDR Receivers. In: IEEE. **Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers**. [S.l.], 2016. p. 203–207.
- 32 WANG, L.; LIANG, Q. Optimization for User-Centric Massive MIMO Cell-Free Networks via Large System Analysis. In: **IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.
- 33 BUZZI, S.; D’ANDREA, C.; D’ELIA, C. User-Centric Cell-Free Massive MIMO with Interference Cancellation and Local ZF Downlink Precoding. In: IEEE. **International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)**. [S.l.], 2018. p. 1–5.
- 34 ALONZO, M.; BUZZI, S. Cell-Free and User-Centric Massive MIMO at Millimeter Wave Frequencies. In: **IEEE Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–5.
- 35 BUZZI, S.; ZAPPONE, A. Downlink Power Control in User-Centric and Cell-Free Massive MIMO Wireless Networks. In: **IEEE Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- 36 BUZZI, S. *et al.* User-Centric 5G Cellular Networks: Resource Allocation and Comparison with the Cell-Free Massive MIMO Approach. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 19, n. 2, p. 1250–1264, 2019.
- 37 LI, Y.; ZHANG, Y.; YANG, L. Power Control Strategy for User-Centric in Cell-Free Massive MIMO. In: **IEEE International Conference on Consumer Electronics-Taiwan (ICCE-TW)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–2.
- 38 D’ANDREA, C.; INTERDONATO, G.; BUZZI, S. User-Centric Handover in mmWave Cell-Free Massive MIMO with User Mobility. In: IEEE. **European Signal Processing Conference (EUSIPCO)**. [S.l.], 2021. p. 1–5.
- 39 ALONZO, M. *et al.* Cell-Free and User-Centric Massive MIMO Architectures for Reliable Communications in Indoor Factory Environments. **IEEE Open Journal of the Communications Society**, v. 2, p. 1390–1404, 2021.
- 40 LIU, L. *et al.* An AP Selection Strategy Based on Congestion Game for User-Centric Cell-Free Massive MIMO. In: **IEEE Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1099–1104.
- 41 BANERJEE, B. *et al.* Access Point Clustering in Cell-Free Massive MIMO Using Multi-Agent Reinforcement Learning. In: **IEEE Annual International Symposium**

- on **Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1086–1092.
- 42 FREITAS, M. *et al.* Matched-Decision AP Selection for User-Centric Cell-Free Massive MIMO Networks. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2023.
- 43 NGO, H. Q. *et al.* On the Total Energy Efficiency of Cell-Free Massive MIMO. **IEEE Transactions on Green Communications and Networking**, v. 2, n. 1, p. 25–39, 2017.
- 44 ÖZDOĞAN, O.; BJÖORNSSON, E.; ZHANG, J. Cell-Free Massive MIMO with Rician Fading: Estimation Schemes and Spectral Efficiency. In: IEEE. **Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers**. [S.l.], 2018. p. 975–979.
- 45 SHALABY, M. *et al.* The Cell-Free mMIMO Networks: Mathematical Analysis and Performance Evaluation. **Telecommunication Systems**, Springer, v. 77, p. 625–641, 2021.
- 46 SONG, X. *et al.* User Scheduling Based CLI Mitigation Scheme for NAFD Cell-Free Systems towards mMURLLC. **IEEE Communications Letters**, 2024.
- 47 ZHENG, J. *et al.* Asynchronous Cell-Free Massive MIMO with Rate-Splitting. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 41, n. 5, p. 1366–1382, 2023.
- 48 ZHANG, Y. *et al.* Performance Analysis of RIS-Assisted Cell-Free Massive MIMO Systems with Transceiver Hardware Impairments. **IEEE Transactions on Communications**, 2023.
- 49 SUTTON, J. A.; NGO, H. Q.; MATTHAIYOU, M. I/Q Imbalance Compensation in Cell-Free Massive MIMO during Uplink Transmission. **IEEE Internet of Things Journal**, 2024.
- 50 ZHU, B.; ZENG, Z.; CHENG, J. Arbitrarily Tight Bounds on Cumulative Distribution Function of Beckmann Distribution. In: IEEE. **International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)**. [S.l.], 2017. p. 41–45.
- 51 SHI, E. *et al.* Uplink Performance of RIS-Aided Cell-Free Massive MIMO System with Electromagnetic Interference. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, 2023.
- 52 ROMPAEY, R. V.; MOONEN, M. Distributed Combined Channel Estimation and Optimal Uplink Receive Combining for User-Centric Cell-free Massive MIMO Systems. **IEEE Open Journal of Signal Processing**, 2024.
- 53 IBRAHIM, A. A. *et al.* Cell-Free Massive MIMO Systems Utilizing Multi-Antenna Access Points. In: IEEE. **Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers**. [S.l.], 2017. p. 1517–1521.
- 54 SARKER, M.; FAPOJUWO, A. O. Uplink Power Allocation for RSMA-Aided User-Centric Cell-Free Massive MIMO Systems. In: **IEEE Vehicular Technology Conference (VTC2023-Spring)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–5.
- 55 PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital Communications 5ed.** [S.l.]: McGraw-Hill, 2008.

- 56 JAFARKHANI, H. **Space-Time Coding: Theory and Practice**. 1. ed. England: Cambridge University Press, 2005.
- 57 PAPOULIS, A.; PILLAI, S. U. **Probability, Random Variables, and Stochastic Processes 3ed.** [S.l.]: Tata McGraw-Hill Education, 2002.
- 58 RICE, S. O. Mathematical Analysis of Random Noise. **Bell Labs Technical Journal**, Wiley Online Library, v. 23, n. 3, p. 282–332, 1944.
- 59 NAKAGAMI, M. The m-Distribution-A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading. **Statistical Method of Radio Propagation**, Pergamon Press, p. 3–34, 1960.
- 60 YACOUB, M. D. The $\kappa - \mu$ Distribution and the $\eta - \mu$ Distribution. **Antennas and Propagation Magazine**, IEEE, v. 49, n. 1, p. 68–81, Fevereiro 2007.
- 61 ALMEIDA, D. B. T. **Estudo da Recepção com Diversidade Espacial em Canais sem Fio de Natureza Markoviana**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Brasil, Dezembro 2018.
- 62 SAAD, A. **Composite Fading Channel Modeling and Information Capacity of Distributed Antenna Architectures in Cellular Networks**. Tese (Doutorado) — Carleton University, 2010.
- 63 VERMA, P. K.; SONI, S. K.; JAIN, P. Novel Approximation to Average Symbol Error Rate Probability of Composite Nakagami-m/Log-normal Fading Channel. In: **IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.
- 64 YILMAZ, F.; ALOUINI, M. S. A New Simple Model for Composite Fading Channels: Second Order Statistics and Channel Capacity. In: **International Symposium on Wireless Communication Systems**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 676–680.
- 65 OLUTAYO, A.; CHENG, J.; HOLZMAN, J. F. A New Statistical Channel Model for Emerging Wireless Communication Systems. **IEEE Open Journal of the Communications Society**, v. 1, p. 916–926, 2020.
- 66 FRIIS, H. T. A Note on a Simple Transmission Formula. **Proceedings of the IRE and Waves and Electrons**, IEEE, v. 34, n. 5, p. 254–256, 1946.
- 67 GLOVER, I. A.; GRANT, P. M. **Digital Communications**. 3. ed. Canada: Pearson Education, 2009.
- 68 HATA, M. Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 29, n. 3, p. 317–325, 1980.
- 69 RAPPAPORT, T. S. *et al.* Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks-with a focus on Propagation Models. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, n. 99, p. 1–1, 2017.
- 70 SUN, S. *et al.* Propagation Path Loss Models for 5G Urban Micro-and Macro-cellular Scenarios. In: **IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.

- 71 BJORNSON, E.; HAMMARWALL, D.; OTTERSTEN, B. Exploiting Quantized Channel Norm Feedback Through Conditional Statistics in Arbitrarily Correlated MIMO Systems. **IEEE Transactions on Signal Processing**, v. 57, n. 10, p. 4027–4041, 2009.
- 72 BILLINGSLEY, P. Probability and Measure. John Wiley & Sons, Chicago, 1995.
- 73 QIU, Y.; CHEN, Y.; HALEY, D. SNR Estimation and Decision Making Using Hypothesis Testing in Energy-Efficient Adaptive Modulation. In: **IEEE Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1949–1953.
- 74 WU, K.; REN, G. Power Spectrum Correlation Based SNR Estimation for Cognitive Radios. In: IEEE. **International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP)**. [S.l.], 2015. p. 1–5.
- 75 QUEIROZ, W. J. L. *et al.* New Closed-Form Expressions for SNR Estimates of Nakagami Fading Channels by the Method of Moments. **Telecommunication Systems**, Springer, v. 69, n. 3, p. 321–333, 2018.
- 76 QUEIROZ, W. J. L. *et al.* Signal-to-Noise Ratio Estimation for M-QAM Signals in η - μ and κ - μ Fading Channels. **Eurasip Journal on Advances in Signal Processing**, Springer, v. 2019, n. 1, p. 1–17, 2019.
- 77 GRADSHTEYN, I. S.; RYZHIK, I. M. **Table of Integrals, Series, and Products**. 7th. ed. [S.l.]: Academic press, 2014.
- 78 QIU, X.; CHAWLA, K. On the Performance of Adaptive Modulation in Cellular Systems. **IEEE Transactions on Communications**, v. 47, n. 6, p. 884–895, 1999.
- 79 ARMANIOUS, E.; FALCONER, D. D.; YANIKOMEROGLU, H. Adaptive Modulation, Adaptive Coding, and Power Control for Fixed Cellular Broadband Wireless Systems: Some New Insights. In: **IEEE Wireless Communications and Networking (WCNC)**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 238–242.
- 80 PEREZ, J.; IBANEZ, J. Adaptive Modulation and Power in Wireless Communication Systems with Delay Constraints. In: **IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 73–76.
- 81 AZZA, M. A.; YAHYAOU, M. E.; MOUSSATI, A. E. Throughput Performance of Adaptive Modulation and Coding Schemes for WPAN Transceiver. In: IEEE. **International symposium on advanced electrical and communication technologies (ISAECT)**. [S.l.], 2018. p. 1–4.
- 82 WANG, Y.; LIU, W.; FANG, L. Adaptive Modulation and Coding Technology in 5G System. In: IEEE. **International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC)**. [S.l.], 2020. p. 159–164.
- 83 BAO, V. N. Q.; THANH, T. T.; DO-HONG, T. Performance Analysis of Adaptive Modulation for Distributed Switch-and-Stay Combining with Single Relay. **REV Journal on Electronics and Communications**, v. 1, n. 1, 2011.
- 84 AMMARI, M. L.; FORTIER, P. Performance Analysis of Adaptive Modulation for Precoded MIMO Systems with a GMD Zero-Forcing Transceiver. **Wireless personal communications**, Springer, v. 77, p. 2075–2097, 2014.

- 85 ANDO, K. *et al.* Uplink Signal Detection for Scalable Cell-Free Massive MIMO Systems with Robustness to Rate-Limited Fronthaul. **IEEE Access**, v. 9, p. 102770–102782, 2021.
- 86 GUO, J.-C. *et al.* Robust Efficient Hybrid Pre-Coding Scheme for mmWave Cell-Free and User-Centric Massive MIMO Communications. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 20, n. 12, p. 8006–8022, 2021.
- 87 ZHANG, Y.; XIAO, L.; JIANG, T. Cloud-Based Cell-Free Massive MIMO Systems: Uplink Error Probability Analysis and Near-Optimal Detector Design. **IEEE Transactions on Communications**, v. 70, n. 2, p. 797–809, 2022.
- 88 CHO, K.; YOON, D. On the General BER Expression of One- and Two-dimensional Amplitude Modulations. **IEEE Transactions on Communications**, v. 50, n. 7, p. 1074–1080, Julho 2002.
- 89 CRAIG, J. W. A New, Simple and Exact Result for Calculating the Probability of Error for Two-Dimensional Signal Constellations. In: **MILCOM 91 - Conference record**. [S.l.: s.n.], 1991. v. 2, p. 571–575.
- 90 ÖZDOGAN, O.; BJÖRNSON, E.; ZHANG, J. Performance of Cell-Free Massive MIMO with Rician Fading and Phase Shifts. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 18, n. 11, p. 5299–5315, 2019.
- 91 SILVA, H. T. P. *et al.* Evaluation of Cell-Free Millimeter-Wave Massive MIMO Systems Based on Site-Specific Ray Tracing Simulations. **IEEE Access**, v. 10, p. 82092–82105, 2022.
- 92 DHUNGANA, Y.; TELLAMBURA, C. Rational Gauss-Chebyshev Quadratures for Wireless Performance Analysis. **IEEE Wireless Communications Letters**, v. 2, n. 2, p. 215–218, 2013.
- 93 YANG, H. *et al.* Performance Analysis of Slow Fluid Antenna Multiple Access in Noisy Channels Using Gauss-Laguerre and Gauss-Hermite Quadratures. **IEEE Communications Letters**, 2023.
- 94 LU, Z. *et al.* Accurate Analysis of RLC Trees by Laguerre Polynomials. In: **IEEE International Conference on Signal Processing Systems**. [S.l.], 2009. p. 665–669.